

# $H_{11}^0$ 多模圆弯曲波导传输特性\*

鲍玉书

(邮电部第四研究所)

## 提 要

近年来, N. Nakajima 等对 4、5、6GHz 共用天线波导系统中一种高性能偏置激励的卡塞格伦微波天线所用多模圆弯曲波导的传输特性及其高次波型  $E_{01}^0$  的影响进行了分析和实验研究,而文中对弯曲波导所激发的另一重要高次波型  $H_{11}^0$  的影响和有效地处理方法并未解决。本文根据任意截面弯曲波导耦合波方程组分析并计算了  $H_{11}^0$  多模圆弯曲波导内高次波型耦合特性及其前两个最重要的较低阶高次波  $E_{01}^0$ 、 $H_{21}^0$  的耦合系数和波型激发量,提出了一种宽频带  $H_{11}^0$ 、 $E_{01}^0$  波型滤波器。实验表明波型滤波器的实用效果良好,从而使 N. Nakajima 等遇到的并待克服的问题可基本解决。

## 一、引 言

在采用大口径低损耗  $H_{11}^0$  圆波导传输系统中,有时需要应用具有不同转角的圆截面弯曲波导。但是在弯曲波导和传输系统圆波导的直径选择得一样的情况下,在工作频带内,圆弯曲波导往往会出现多模传输。过去,为了避免在处理弯曲波导所激发的高次波型问题上带来的困难,人们常将波导直径缩小到符合单模传输条件<sup>[1]</sup>或采用其它的联接方案<sup>[2]</sup>来满足实际工程的要求。但是,上述方法不仅使整个波导系统的组成复杂化,并且易使主波传输损耗和反射特性恶化,从而影响系统的传输性能。

近年来,在微波中继 4、5 和 6 GHz 共用天线波导馈线系统中, N. Nakajima<sup>[3]</sup> 等对一种高性能偏置激励的 Cassegrain 天线<sup>[4]</sup>与垂直于地面装置的圆波导馈线间采用了大口径  $H_{11}^0$  多模圆弯曲波导的方案,并对其传输特性进行了实验研究。但文中只就波导截面变形所引起的交叉极化耦合特性恶化和波导弯曲所激发的高次波型  $E_{01}^0$  的影响作了分析,而对弯曲波导所激发的另一重要高次波型  $H_{11}^0$  的影响和适当的处理并未论及。基于上述原因,本文根据任意截面弯曲波导耦合波方程分析了  $H_{11}^0$  圆弯曲波导的高次波型耦合特性,并着重计算了具有重要影响的  $E_{01}^0$ 、 $H_{21}^0$  的波型激发特性及其幅度,提出了一种宽频带波型滤波器。实验表明:波型滤波器接入弯曲波导系统后,对弯曲波导所激发的高次波型影响起到了良好的抑制,从而解决了由高次波型引起的回波畸变造成的信息传输恶化。

\* 1982年11月22日收到。

1983年12月15日修改定稿。

## 二、 $H_{11}^O$ 圆截面弯曲波导内的波型耦合特性

在多模圆波导系统中,为了寻求某一具体问题中的波型耦合特性,一般可用正交函数展开方法将麦克斯韦方程转换为具体问题的耦合波方程组来求解<sup>[5,6]</sup>。

对于多模圆截面弯曲波导内的波型传输和耦合特性,可由文献[7]的耦合波方程组(8-75)、(8-76)来描述\*。如我们在圆弯曲波导内投射一奇模主波  $H_{11}^O$ ,假定这时主波电场极化方向与弯曲波导的弯曲平面平行,则耦合波方程组内的耦合系数  $K_{(*i)(*k)}^\pm$  中将出现如下形式的积分:

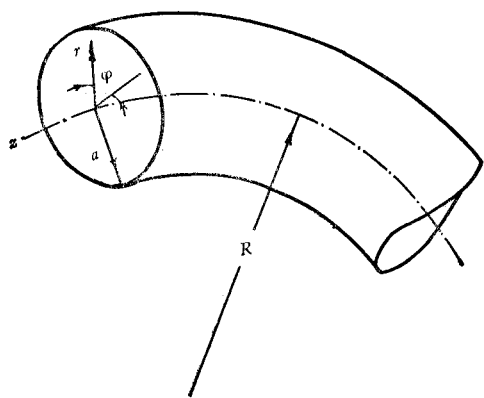


图1 圆弯曲波导坐标系

$$\oint \left[ \cos \varphi \sin \varphi \begin{Bmatrix} \sin m \varphi \\ \cos m \varphi \end{Bmatrix} - \cos^2 \varphi \begin{Bmatrix} \cos m \varphi \\ \sin m \varphi \end{Bmatrix} \right] d\varphi, \quad (1)$$

$$\oint \left[ 2 \cos \varphi \sin m \varphi \begin{Bmatrix} \sin m \varphi \\ \cos m \varphi \end{Bmatrix} - \cos^2 \varphi \begin{Bmatrix} \cos m \varphi \\ \sin m \varphi \end{Bmatrix} \right] d\varphi. \quad (2)$$

在积分式内,大括号中上边的角向函数代表主波与奇模  $H_{mn}^O$  间的耦合,下边的角向函数代表与偶模  $H_{mn}^O$  间的耦合。很明显,从以上积分式中不难判断,只是当  $m=2$  时主波与奇模高次波型间才有可能发生波型间的耦合。

如果圆弯曲波导内传输一偶模主波  $H_{11}^O$ ,则不难从判断耦合系数  $K_{(*i)(*k)}$  的积分式中主波只与  $H_{mn}^O$  和  $H_{mn}^O$  模间发生波型耦合。

同理,从与电波耦合的耦合系数  $K_{(*i)k}$  的积分式中,不难得到如下结论:  $H_{11}^O$  只能与  $E_{0n}^O$ 、 $E_{2n}^O$  波间发生耦合,而不与  $E_{mn}^O$  发生波型耦合;而  $H_{11}^O$  只与  $E_{0n}^O$  波间发生波型耦合,而不与波型  $E_{mn}^O$  发生耦合。

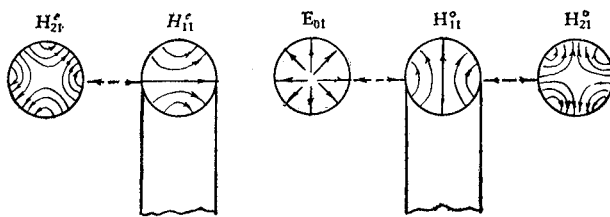
综上所述,对于  $H_{11}^O$  多模圆弯曲波导,主波只可能激发  $H_{0n}^O$ 、 $H_{2n}^O$ 、 $E_{0n}^O$  和  $E_{2n}^O$  等一系列高次波型。

## 三、 $H_{11}^O$ 多模圆弯曲波导内的高次波型激发量

以上定性分析了  $H_{11}^O$  多模圆弯曲波导内的高次波型耦合特性,现在来进一步计算波型激发量。

在弯曲波导波型耦合特性中,由于  $E_{0n}^O$  和  $H_{2n}^O$  两波型与主波  $H_{11}^O$  间的相位常数差较小,故与主波间耦合能力较强,因此在传输性能上对主波的影响亦是最重要的。故首先来定量地分析和计算该两波型的激发幅度。

\* 本文所用公式内的角注符号如“±”、“\*”等的含意与文献[7]相同。

图2 主波  $H_{11}^0$  所激发的高次波型  $E_{01}^0$ 、 $H_{21}^0$ 

根据文献 [7] 的式 (8-76), 首先计算主波与  $E_{01}^0$  波间的耦合系数

$$K_{[H_{11}-E_{01}]} = \frac{1}{2} \left( \sqrt{Z_{H_{11}}^* Z_{E_{01}}} Y_{[H_{11}-E_{01}]} \pm \frac{1}{\sqrt{Z_{H_{11}}^* Z_{E_{01}}}} Z_{[H_{11}-E_{01}]} \right); \quad (3)$$

式中,

$$\begin{aligned} Z_{H_{11}}^* &= \frac{\omega \mu}{\beta_{11}^*}; & Z_{E_{01}} &= \frac{\beta_{01}}{\omega \epsilon}; \\ Z_{[H_{11}-E_{01}]} &= j \omega \mu \oint \int_0^a \frac{r}{R} \left[ \frac{\partial \Pi_{01}}{\partial r} \frac{\partial \Pi_{11}^*}{r \partial \varphi} - \frac{\partial \Pi_{01}}{r \partial \varphi} \frac{\partial \Pi_{11}^*}{\partial r} \right] \cos \varphi dr d\varphi, \\ Y_{[H_{11}-E_{01}]} &= j \omega \mu \oint \int_0^a \frac{r}{R} \left[ \frac{\partial \Pi_{01}}{\partial r} \frac{\partial \Pi_{11}^*}{r \partial \varphi} - \frac{\partial \Pi_{01}}{r \partial \varphi} \frac{\partial \Pi_{11}^*}{\partial r} \right] \cos \varphi dr d\varphi, \\ \Pi_{11}^* &= \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{J_1(\chi_{11}^* r)}{(\mu_{11}^2 - 1)^{1/2} J_1(\mu_{11})} \sin \varphi, \\ \Pi_{01} &= \sqrt{\frac{1}{\pi}} \frac{J_0(\chi_{01} r)}{v_{01} J_1(v_{01})}. \end{aligned} \quad (4)$$

将赫兹函数  $\Pi_{11}^*$ ,  $\Pi_{01}$  代入  $Z_{[H_{11}-E_{01}]}$ ,  $Y_{[H_{11}-E_{01}]}$  后积分, 并将其结果代入式 (3) 得

$$K_{[H_{11}-E_{01}]}^{\pm} = -j \frac{k a}{[2(\mu_{11}^2 - 1)]^{\frac{1}{2}} (v_{01}^2 - \mu_{11}^2) R} \left( \frac{\mu_{11} J_1'(\mu_{11})}{J_1(\mu_{11})} - \frac{v_{01} J_1'(v_{01})}{J_1(v_{01})} \right) \left( \sqrt{\frac{\beta_{01}}{\beta_{11}^*}} \pm \sqrt{\frac{\beta_{11}^*}{\beta_{01}}} \right), \quad (5)$$

式中,  $\mu_{11} = 1.841$ ,  $J_1(\mu_{11}) = 0.5819$ ,  $J_1'(\mu_{11}) = 0$ ;  $v_{01} = 2.405$ ,  $J_1(v_{01}) = 0.5202$ ,

$$J_1'(v_{01}) = -0.213799.$$

将以上数值代入式 (5) 后, 得耦合系数\*

$$K_{[H_{11}-E_{01}]}^{\pm} = j c_{01} \simeq -j 0.188818 \frac{k a}{R} \left( \sqrt{\frac{\beta_{01}}{\beta_{11}^*}} \pm \sqrt{\frac{\beta_{11}^*}{\beta_{01}}} \right). \quad (6)$$

我们知道, 由于等曲率弯曲波导的转角  $\theta$  等于  $L/R$ ,  $L$  为弯曲波导的轴长,  $R$  为其曲率半径. 因此, 对应于具有任意转角  $\theta$  的弯曲波导  $H_{11}^0$  与  $E_{01}^0$  波间的耦合系数又可表示为:

$$c_{01}^{\pm} \simeq 0.188818 \frac{a k \theta}{L} \left( \sqrt{\frac{\beta_{01}}{\beta_{11}^*}} \pm \sqrt{\frac{\beta_{11}^*}{\beta_{01}}} \right). \quad (7)$$

当弯曲波导转角为  $90^\circ$  (即  $\theta = \frac{\pi}{2}$ ) 时,  $H_{11}^0$  与  $E_{01}^0$  波间的耦合系数为:

\* 式 (6) 与文献 [8] 所得结果是一致的.

$$\hat{c}_{01}^{\pm} \simeq 0.296595 \frac{ak}{L} \left( \sqrt{\frac{\beta_{01}}{\beta_{11}^*}} \pm \sqrt{\frac{\beta_{11}^*}{\beta_{01}}} \right). \quad (8)$$

对于主波与  $H_{11}^{\pm}$  波间的耦合, 可通过上述类似方法和步骤, 由以下方程进行计算:

$$K_{[H_{11}^{\pm}-H_{21}]} = \frac{1}{2} \left( \sqrt{Z_{H_{11}}^* Z_{H_{21}}^*} Y_{(H_{11}-H_{21})} \pm \frac{1}{\sqrt{Z_{H_{11}}^* Z_{H_{21}}^*}} Z_{(H_{11}-H_{21})} \right), \quad (9)$$

式中,

$$Z_{(H_{11}-H_{21})} = j\omega\mu \oint \int_0^a \frac{r}{R} [(\nabla \Pi_{11}^*) \cdot (\nabla \Pi_{21}^*)] \cos \varphi dr d\varphi,$$

$$Y_{(H_{11}-H_{21})} = j\omega\varepsilon \oint \int_0^a \frac{r}{R} (\nabla \Pi_{11}^*) \cdot (\nabla \Pi_{21}^*) \cos \varphi dr d\varphi \\ - \frac{(\chi_{21}^*)^2 (\chi_{11}^*)^2}{\omega^2 \mu \varepsilon} \oint \int_0^a \frac{r}{R} \Pi_{21}^* \Pi_{11}^* \cos \varphi dr d\varphi,$$

$$Z_{H_{11}} = \frac{\omega\mu}{\beta_{11}^*}, \quad Z_{H_{21}} = \frac{\omega\mu}{\beta_{21}^*}.$$

$\Pi_{11}^*$ 、 $\Pi_{21}^*$  为圆波导内  $H_{11}^{\pm}$  和  $H_{21}^{\pm}$  波的归一化磁赫兹函数。

将  $\Pi^*$ 、 $Z$ 、 $Y$  代入文献 [7] 的式 (8-75) 后, 经运算整理, 得主波与  $H_{11}^{\pm}$  波间的耦合系数

$$c_{21} \simeq 0.268866 \frac{ak}{R} \left[ 0.904 \left( \sqrt{\frac{\beta_{11}^* \beta_{21}^*}{k^2}} + \sqrt{\frac{k^2}{\beta_{21}^* \beta_{11}^*}} \right) - 0.101875 \frac{\left(\frac{\lambda}{a}\right)^2}{\sqrt{\frac{\beta_{11}^* \beta_{21}^*}{k^2}}} \right]. \quad (10)$$

当弯曲波导转角取  $\frac{\pi}{2}$  时, 则耦合系数为:

$$\hat{c}_{21} \simeq 0.422333 \frac{ak}{L} \left[ 0.904 \left( \sqrt{\frac{\beta_{11}^* \beta_{21}^*}{k^2}} + \sqrt{\frac{k^2}{\beta_{21}^* \beta_{11}^*}} \right) - 0.101875 \frac{\left(\frac{\lambda}{a}\right)^2}{\sqrt{\frac{\beta_{11}^* \beta_{21}^*}{k^2}}} \right]. \quad (11)$$

以上得到了  $E_{01}^{\pm}$ 、 $H_{11}^{\pm}$  两波型与主波间的耦合系数, 现进一步计算该两波型的激发幅度。

为了问题便于求解, 假定主波与该两波型间均属弱耦合, 这样, 弯曲波导内所激发的这两个高次波型幅度就可分别加以计算。同时又考虑到一般沿主波传输方向的高次波型激发幅度比反向幅度为高, 因此在估计弯曲波导的高次波型最大发生量时, 只要计算出正向传输的激发幅度就可以了。

根据上述考虑, 首先计算  $E_{01}^{\pm}$  波的激发量。这时耦合波方程组可简化为如下微分方程:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dA_{11}^*}{dz} &= -j\beta_{11}^* A_{11}^* + K_{(H_{11}-E_{01})} A_{01}, \\ \frac{dA_{01}}{dz} &= -j\beta_{01} A_{01} + K_{(E_{01}-H_{11})} A_{11}^*. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

边界条件为:

$$\left. \begin{aligned} A_{01}(0) &= 0, \\ A_{11}^*(0) &= 1. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

式(12)中,

$$\beta_{11}^* = \frac{2\pi}{\lambda_{g11}^*}, \quad \beta_{01} = \frac{2\pi}{\lambda_{g01}},$$

$$K_{(H_{11}-E_{01})} = jc_{01} \simeq -j0.188818 \frac{ka}{R} \left( \sqrt{\frac{\beta_{01}}{\beta_{11}^*}} + \sqrt{\frac{\beta_{11}^*}{\beta_{01}}} \right).$$

解方程(12),得主波与高次波型的行波函数

$$\left. \begin{aligned} A_{11}^*(L) &\simeq e^{-j\beta_{11}^*L}, \\ A_{01}(L) &= \frac{c_{01}}{\beta_{01} - \beta_{11}^*} (e^{-j\beta_{11}^*L} - e^{-j\beta_{01}L}). \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

故沿弯曲波导轴向  $L$  处的  $E_{01}^0$  波相对波型激发量

$$a_{01} \simeq \left( \frac{c_{01}}{\beta_{11}^* - \beta_{01}} \right)^2 |1 - e^{-j(\beta_{11}^* - \beta_{01})L}|^2. \quad (15)$$

将  $c_{01}$  代入式(15)后,即得任意转角  $\theta$  情况下的弯曲波导内  $E_{01}^0$  波的激发量

$$a_{01} \simeq 0.035625 \left[ \frac{ak\theta}{(\beta_{11}^* - \beta_{01})L} \right]^2 \left( \sqrt{\frac{\beta_{01}}{\beta_{11}^*}} + \sqrt{\frac{\beta_{11}^*}{\beta_{01}}} \right)^2 |1 - e^{-j(\beta_{11}^* - \beta_{01})L}|^2. \quad (16)$$

当弯曲波导的转角为  $90^\circ$  时,式(16)可写成:

$$a_{01} \simeq 0.087968 \left[ \frac{ak}{(\beta_{11}^* - \beta_{01})L} \right]^2 \left( \sqrt{\frac{\beta_{01}}{\beta_{11}^*}} + \sqrt{\frac{\beta_{11}^*}{\beta_{01}}} \right)^2 |1 - e^{-j(\beta_{11}^* - \beta_{01})L}|^2. \quad (17)$$

关于  $H_{11}^0$  波激发量的计算,同样可建立主波与该波型间的微分方程,并通过上述类似求解方法和步骤,得到在任意转角下弯曲波导内  $H_{11}^0$  波的相对波型激发量

$$\begin{aligned} a_{21} &\simeq 0.072295 \left[ \frac{ak}{R(\beta_{11}^* - \beta_{21}^*)} \right]^2 \left[ 0.904 \left( \sqrt{\frac{\beta_{11}^* \beta_{21}^*}{k^2}} + \sqrt{\frac{k^2}{\beta_{11}^* \beta_{21}^*}} \right) - 0.101875 \frac{\left( \frac{\lambda}{a} \right)^2}{\sqrt{\frac{\beta_{11}^* \beta_{21}^*}{k^2}}} \right]^2 \\ &\quad \times |1 - e^{-j(\beta_{11}^* - \beta_{21}^*)L}|^2. \end{aligned} \quad (18)$$

从上面得到的  $E_{01}^0$  和  $H_{11}^0$  波型激发特性表示式(16)、(18)可看出,当工作频率一定时,如果弯曲波导的长度满足关系

$$\Delta\beta \cdot L_{opt} = 2n\pi, \quad (n = 1, 2, \dots); \quad (19)$$

式中,

$$\Delta\beta = \beta_{11}^* - \begin{cases} \beta_{01}, \\ \beta_{21}^*, \end{cases}$$

则  $a_{01}$  或  $a_{21}$  将等于零. 然后,根据  $L_{opt}$  可以确定弯曲波导的最佳曲率半径  $R_{opt}$ . 弯曲波导波型转换的这一特性启示我们,可根据在实际工作频带内对被激发波型幅度的限制,通过恰当选取  $n$  值来合理地进行弯曲波导的设计.

图3给出了一直径为 54mm 的圆截面  $90^\circ$  弯曲波导在 6GHz 频段 (5925MHz—6425

MHz)内激发的高次波型幅度理论计算值的一个设计实例.这里,在波型的激发和滤除上,

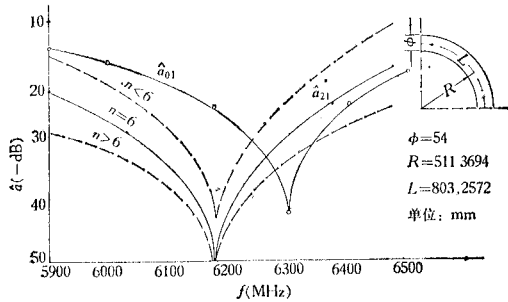


图3  $\phi 54\text{mm}90^\circ$ 圆弯曲波导在6GHz频带所激发的高次波型 $\hat{a}_{01}$ 、 $\hat{a}_{21}$ 理论计算值

论对其中哪一波型,均可由关系式 $\Delta\beta L = 2n\pi$ 中选取适当的弯曲波导周长 $L$ ,使其在一定的频宽内获得相当低的波型激发幅度.但是如在较宽的频带内,要使高次波型幅度仍能被抑制到足够低的水平,则必须应用波型滤波器.

#### 四、 $H_{11}^O$ 圆弯曲波导内高次波型 $H_{21}^O$ 、 $E_{01}^O$ 的滤除

在微波传输系统中,为了改善波型变换和再变换对信息传输质量带来的严重影响,通常对被激发的高次波型的幅度规定了严格要求.为此,在波导系统中往往需加入波型滤除措施.图4给出了一种宽频带 $H_{21}^O$ 、 $E_{01}^O$ 波型滤波器的设计方案<sup>[9]</sup>.

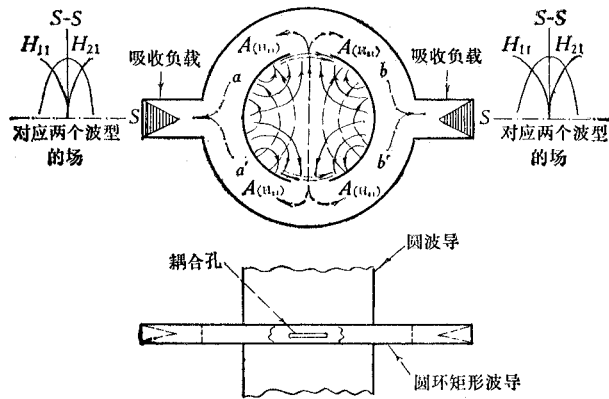


图4  $H_{21}^O$ 滤波器微波电路示意图

一个 $n$ 腔波型滤波器,对 $H_{21}^O$ 与 $E_{01}^O$ 的波型衰耗近似为:

$$L_{(H_{21}^O)} = 10n \log(1 - 4A_{(H_{21}^O)}^2), (-\text{dB}), \quad (20)$$

$$L_{(E_{01}^O)} = 10n \log(1 - 4A_{(E_{01}^O)}^2), (-\text{dB}), \quad (21)$$

式中,

$$A_{(H_{21}^O)} \simeq 0.15597 K p^* (\chi_{10}^*)^2 R^{-1} \left( \frac{a G_{21}^*}{b G_{10}} \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (22)$$

着重考虑了 $H_{21}^O$ 波的影响.因此,在计算弯曲波导 $H_{21}^O$ 波激发量时,希望在工作频带中心 $H_{21}^O$ 波的激发幅度最低.又考虑到弯曲波导的几何尺寸不致设计得过大,故关系式 $\Delta\beta L = 2n\pi$ 中的 $n$ 值取6,计算了最佳周长 $L_{opt}$ 和半径 $R_{opt}$ .最后根据式(16)和式(18),在整个频带内分别计算了波型幅度 $\hat{a}_{01}$ 和 $\hat{a}_{21}$ .

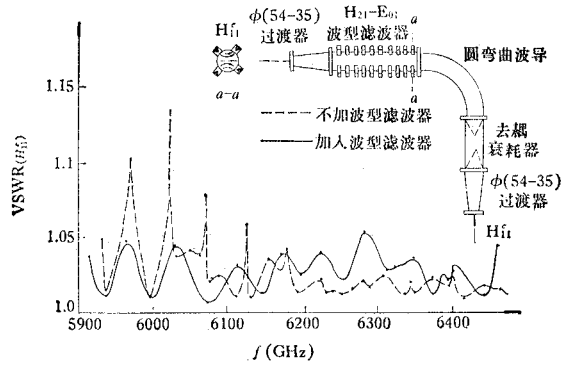
从以上分析和计算可看出,在弯曲波导内所激发的高次波型 $E_{01}^O$ 和 $H_{21}^O$ ,无

$$A_{(E_{01})} \simeq 0.06592 K p_{\mu}^* (\chi_{10}^*)^2 R^{-1} \left( \frac{a}{b G_{10}^* G_{01}^0} \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (23)$$

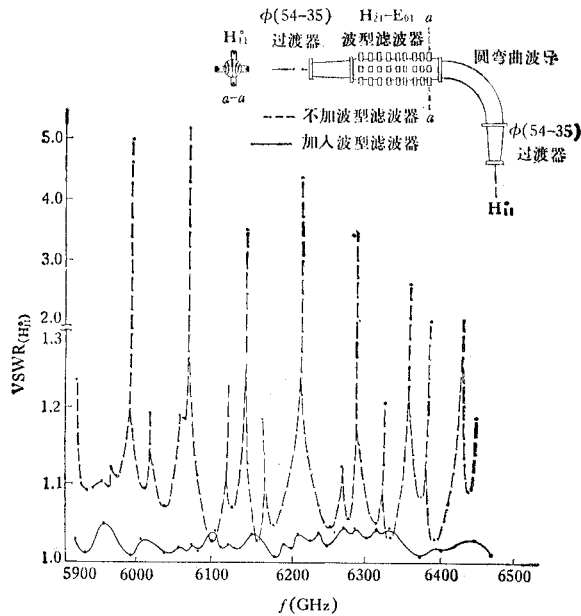
$K$  为 R. Levy<sup>[10]</sup> 给出的孔修正因子,  $p_{\mu}^*$  为小孔磁极化率,  $\chi_{10}^*$  为矩形波导内主波的截止波数,  $G$  为波导因子,  $a$  和  $b$  分别为矩形波导的宽边和窄边。

## 五、实验结果

为了便于观测圆弯曲波导所激发的高次波型的影响和加入波型滤波器后的改善效果,在 6GHz 频段将所研制的直径为 54mm、曲率半径为 511.37mm 的  $90^\circ$  圆弯曲波导两端各接一直径为 54 到 35mm 的圆波导过渡器。这样,主波通过弯曲波导时所激发的高次波型  $E_{01}^0$  和  $H_{21}^0$  就被弯曲波导两端口所截止。同时,当弯曲波导的长度在满足高次波型谐振



(a)  $H_{11}^{(0)}$  谐振对主波  $H_{11}^{(0)}$  阻抗特性产生的影响



(b)  $E_{01}^0$ 、 $H_{21}^0$  谐振对主波  $H_{11}^{(0)}$  阻抗特性产生的影响

条件下,主波的阻抗特性将急剧恶化(如实验曲线中的主波反射脉冲峰)。而当弯曲波导内的高次波型一旦被抑制后,波型谐振立即消逝,主波传输特性亦随之得到改善。

图 5(a)、(b) 给出了上述圆弯曲波导分别传输主波偶、奇模  $H_{11}^{(e)}$ 、 $H_{11}^{(o)}$  时,在弯曲波导内形成的波型谐振现象及其对主波阻抗特性的影响。实验表明,接入波型滤波器后,对主波传输性能起明显改善作用。

## 六、结 束 语

以上根据弯曲波导的耦合波方程组分析了  $H_{11}^{(e)}$  多模圆弯曲波导内高次波型耦合特性,并计算了其中最重要的两个较低阶高次波  $E_{01}^{(e)}$ 、 $H_{21}^{(e)}$  的激发幅度。在实际工程应用中,文中所给出的有关公式,将有助于弯曲波导的研制设计工作。在高质量的传输系统中,可结合运用文中所提出的波型滤波器,使实际微波系统获得更为理想的传输效果。

此外,本文所得结果可使文献 [3] 在  $H_{11}^{(e)}$  波滤除上遇到的困难得到基本解决。

## 参 考 文 献

- [1] Y. Kikuchi and S. Matsumoto, *J. T. R.*, **12** (1970) 4, 267.
- [2] Y. Kikuchi S. Matsumoto and S. Matsushashi, *J. T. R.*, **13** (1971) 2, 69.
- [3] N. Nakajima, Y. Yamada, F. Takeda, K. Abe and T. Furuno, Characteristics of a 4, 5, 6GHz Bands Oversize Circular Bending Waveguide 电子通信学会技术研究报告(日本), Vol. 80, No. 167, MW 80-51, 1980, pp. 49—56.
- [4] 中嶋,岛贯,高性能 4,5,6 GHz 带用アンテナ的设计,信学会通信部全国大会,昭和55年, S6—9.
- [5] S. A. Shelkunoff, *B. S. T. J.*, **31** (1952), 1784.
- [6] S. P. Morgan, *B. S. T. J.*, **36** (1957), 1209.
- [7] 黄宏嘉,微波原理,卷 I, 科学出版社, 1963年, 第264—270页.
- [8] M. Andresen, *A. E. U.*, **12** (1958), 414.
- [9] 鲍玉书,电子学报, 1980年, 第4期,第60页.
- [10] R. Levy, *IEEE Trans. on MTT*, MTT-16 (1968), 995.

## TRANSMISSION CHARACTERISTICS OF $H_{11}^{(e)}$ MULTI-MODE CIRCULAR BENDING WAVEGUIDE

Bao Yushu

(The 4th Research Institute, Ministry of Postal and telegraphic Communications)

Higher order modes coupling characteristics in  $H_{11}^{(e)}$  circular bending waveguide are analyzed according to the coupled wave equations, and coupling coefficients of  $E_{01}^{(e)}$ ,  $H_{21}^{(e)}$  modes and their amplitudes are computed. A broad-band  $H_{11}^{(e)}$ ,  $E_{01}^{(e)}$  mode filter has been presented. Experimental results indicated that its practical application is quite satisfactory. Thus, the problems presented by N. Nakajima, etc. can be solved.