

屏蔽式微带波导的损耗、 最佳特性阻抗及尺寸

譚学良 翁心光

(物理系)

提要: 本文提出一种屏蔽式的微带波导。研究结果表明, 这种传输系统具有最佳的特性阻抗, 尤其是具有比一般微带波导更低的衰减。文中还导出了相应的计算公式。

一、引言

在微波传输系统中, 广泛应用着三种不同的结构: 波导管, 同轴线和平行线。波导管的损耗较低, 屏蔽完善。但对波长较长的波段则这种结构就显得过分庞大, 以致实际上不能采用。同轴线没有这种缺点, 并和波导管一样, 具有完善的屏蔽。然而对常用的最佳尺寸, 制造起来比较困难, 并且不甚经济。微带波导则没有这个缺点。它是属于平行线传输系统, 但亦可视为同轴线的衍生物。

微带波导具有一些极其可贵的优点: 它的构造远较波导管及同轴线为轻小, 并且可以采用印刷电路。对于微波系统体积的缩小及重量的减轻有着很重要的意义。目前国际上对于微带波导的研究也已进行得相当广泛〔1〕, 并且企图应用于微波计算机中〔2〕。

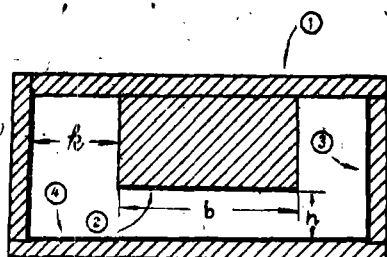
微带波导虽然具有上述优点, 但在实用中却存在着一些困难, 其中之一就是辐射引起的耦合问题。尽管辐射损耗并不大, 但与相邻元件发生的不良耦合作用就足以限制这种系统的使用。此外, 微带波导的损耗较波导管为大, 因之避免辐射及减小损耗成为了将微带波导付诸实用的相当重要问题。

一些研究〔3〕所提出的微带系统部分地克服了上述第一个缺点。然而研究表明〔4〕〔5〕, 这种系统的导体损耗随着特性阻抗而增加。除了高次波型限制外, 这种传输系统没有最佳特性阻抗〔6〕。

本文针对上述问题, 提出一种屏蔽式的微带波导。研究结果表明, 这种传输系统具有最佳的特性阻抗。尤其是具有比一般微带波导更低的衰减, 并且最小衰减所对应的特性阻抗可以借助屏蔽板的距离改变得到调节。对于所要求的特性阻抗有着最佳尺寸使之获得最低损耗。因而系统的性能得到了改善。

二、屏蔽板对特性阻抗的影响

本文提出的微带波导结构如图(1)所示。对这种结构进行严格分析是相当困难的



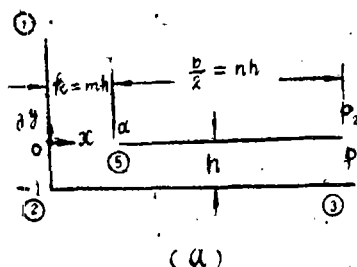
图(1)屏蔽式微带波导结构图

①介质②微带③屏蔽板④地板

〔7〕。若仅考虑TEM型波,则分析可简化为与之相当的静电分布的研究。

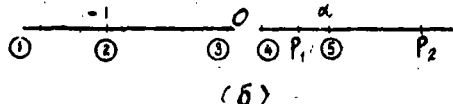
我們假定:微带厚度为零;在微带中部边缘效应可以忽略(这对于 $b \gg h$ 时是相当准确的)。于是可以只研究图(1)的左半边而把右半边看为伸展到无限远。同时认为屏蔽板的高度是无限大,而将有限高度作为其近似情况。则图(1)可简化为图(2a)。

采用保角变换



(a)

ω —平面



(b)

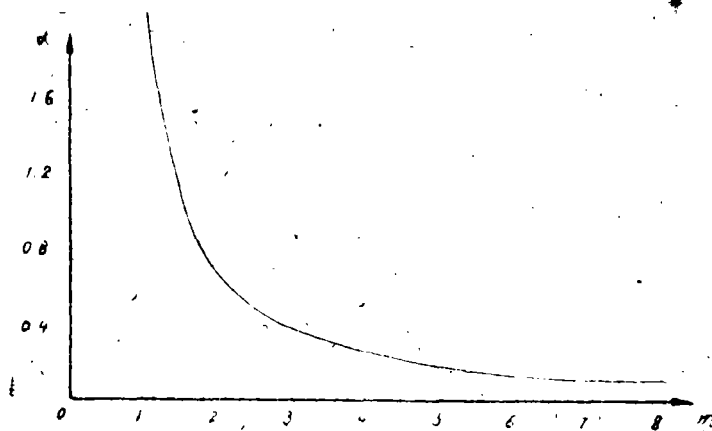
(图2)

$$Z = \frac{2h}{\alpha\pi} \left[\sqrt{\omega+1} + \alpha \tanh^{-1} \frac{1}{\sqrt{\omega+1}} \right] \quad (1)$$

可将 Z ——平面(图2a)的边值问题变为 ω ——平面(图2b)的边值问题。对于 Z ——平面 $Z = k + j0$, $k = mh$ 点,可以得到 α 与 m 的关系:

$$m = \frac{k}{h} = \frac{2}{\pi} \left[\frac{\sqrt{\alpha+1}}{\alpha} + \tanh^{-1} \frac{1}{\sqrt{\alpha+1}} \right] \quad (2)$$

图(3)示出由式(2)所确定的 α 与 m 的关系曲线。可以看出,当 m 值较大时 $\alpha \gg 1$, 而式(2)可以近似写为



图(3)

$$m \approx \frac{2}{\pi} \left[\frac{1}{\alpha} + \ln 2 - \frac{1}{2} \ln \alpha \right] \quad (3)$$

对于TEM型波, 传输线的特性阻抗 Z_0 为:

$$Z_0 = \frac{\pi}{2} \left(\frac{\mu}{\epsilon} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{1}{\ln p_2 / p_1} \quad (4)$$

式中 p_1 和 p_2 为 满足下列方程的两个根:

$$\frac{\pi(m+n)}{2} = \frac{\sqrt{p_{1,2}+1}}{\alpha} + \tanh^{-1} \frac{1}{\sqrt{p_{1,2}+1}} \quad (5)$$

为了确定 p_1 和 p_2 , 对于不同的 m 值可由图 (3) 找出相应的 α 值。将之代入式(5)。而对一定的 m 、 n 值可将式 (5) 繪成如图 (4) 所示的两条曲线 y_1 和 y_2 。曲线的两个交点即 分别对应于 $\sqrt{p_1+1}$ 和 $\sqrt{p_2+1}$ 。从而获得不同 m 、 n 值的 p_1 与 p_2 。

但上述方法十分繁复。我們由图(4.)可见, 对于实用的 m 、 n 值, $p_1 \ll 1$ 是成立的。因此式 (5) 可以近似写为:

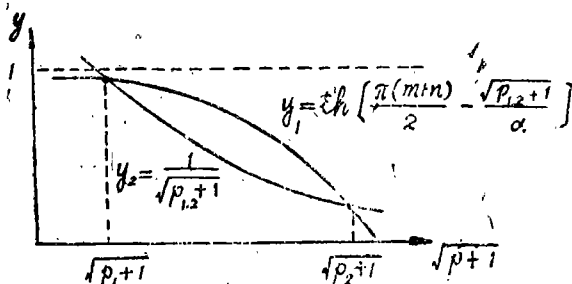


图 (4)

$$p_1 \approx \left[\frac{1}{\tanh \left[\frac{\pi(m+n)}{2} - \frac{1}{\alpha} \right]} \right]^2 - 1 \quad (6)$$

或者,

$$-\ln p_1 \approx 2 \left[\frac{\pi(m+n)}{2} - \frac{1}{\alpha} - \ln 2 \right] \quad (6')$$

同时图 (2) 表明, 当屏蔽板起作用时 $p_2 > 1$, 于是式 (5) 又可近似写为:

$$p_2 \approx \left[\frac{\pi(m+n)\alpha}{2} \right]^2 - (1+2\alpha) \quad (7)$$

至此, 应用式 (4) (6) 及 (7) 不难算出传输线的特性阻抗。对应不同的 m 和 n 值的特性阻抗曲线如图 (5) 所示。

由图可见, 对应一定的 n 值, 改变屏蔽板距离可以得到不同的特性阻抗。随着屏蔽板間距离的减小, 特性阻抗也随之愈来愈小。这是静电电容加大的结果。若将屏蔽板間距离固定, 特性阻抗数值又将随着 n 值的改变而发生更为显著的改变。这一点不难从图 (5) 看出。 n 值愈小, 特性阻抗就愈大, 这一现象是由于静电电容随 n 减小而减小所造成的。由此可见, 相应于同一个特性阻抗数值, 可以采取不同组合的 m 、 n 值。这一结果对于实用上, 以及諸如下述, 为使所需要的特性阻抗获得最小衰减值的問題上, 均有极为重要的意义。

不难想象, 对于一定的 n 值, 屏蔽板間距离是有限制的, 过大的板間距将使屏蔽板失去作用。这时可近似认为 $p_2 \leq 1$ 。

因此使屏蔽发挥作用的最大距离可以近似由将 $p_2 = 1$ 代入式 (5) 而得到:

$$\frac{\pi(m+n)-1.76}{2\sqrt{2}} = \frac{1}{\alpha} \quad (8)$$

我們把屏蔽板起作用的最大距离所对应的 m 值称为临界 m_c 。应用式 (3') 及 (8) 可粗略算出 m_c 与 n 的关系曲线 (图 6)。曲线表明屏蔽板起作用之最大距离将随 n 值而增大。当 n 在 1—5 的范围内, m_c 相应约为 5—10。

若 m 值取得过大, 以致屏蔽板不再起作用时, 则屏蔽式微带波导就退化为寻常的微带波导。这时 $p_2 < 1$ 。計及式 (3) 后, 可将式 (5) 近似写为:

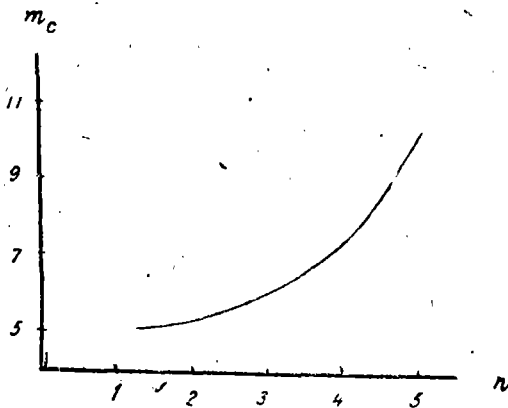


图 (6)

$$\begin{aligned} \therefore \ln \frac{p_2}{p_1} &\approx 1 + \frac{\pi b}{2h} + \ln \alpha + \ln \left(1 + \frac{\pi b}{2h} \right) \\ &\approx \frac{\pi b}{2h} + \ln \left(1 + \frac{\pi b}{2h} \right) \end{aligned}$$

将之代入式 (4), 可得:

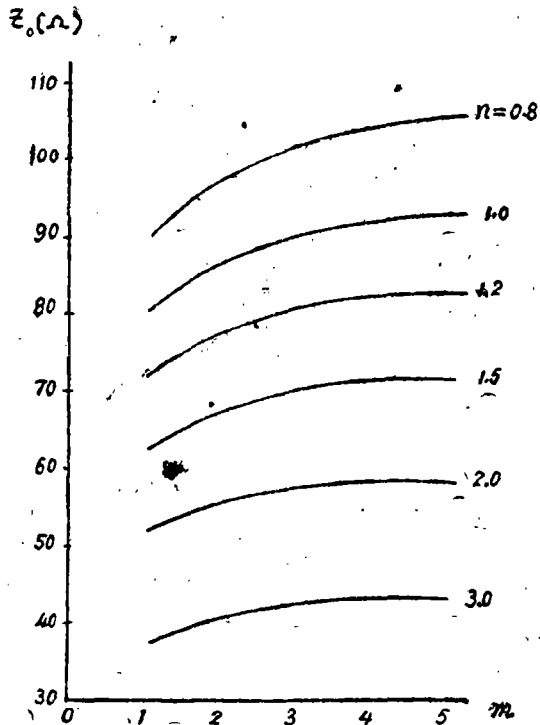


图 (5)

$$1 + n\pi \approx \frac{p_{1,2}}{\alpha} - \ln p_{1,2} \quad (9)$$

式 (9) 为 p_1 和 p_2 所共同满足, 因此

$$p_2 - p_1 \approx \alpha \ln \frac{p_2}{p_1} \quad (10)$$

当 $n \gg 1$ 时, $p_1 \ll \alpha$, 故 p_1 近似满足

$$1 + \frac{\pi b}{2h} \approx -\ln p_1$$

当 $n \gg 1$ 时, 对 p_2 则有,

$$1 + \frac{\pi b}{2h} \approx \frac{p_2}{\alpha}$$

$$Z_0 = \frac{\pi}{2} \left(\frac{\mu}{\epsilon} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{1}{\frac{\pi b}{2h} + \ln \left(1 + \frac{\pi b}{2h} \right)} \quad (11)$$

对于没有屏蔽的微带波导, 当 $b \gg h$ 时, 一些计算给出: [8]

$$Z_0 = \frac{\pi}{2} \left(\frac{\mu}{\epsilon} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{1}{\frac{\pi b}{2h} + 1 + \ln \left(\frac{\pi b}{2h} + 1 \right)} \quad (12)$$

显然, 对于 $b \gg h$, 式(12)和式(11)是相互一致的。

三、屏蔽板对导体损耗的影响。

传输系统中, 由导体损耗所引起的衰减可近似取: [8]

$$\alpha_c = \frac{P_{c1} + P_{c2}}{2P} = \alpha_{c1} + \alpha_{c2} \quad (13)$$

这里 $P = \frac{(\phi_2 - \phi_1)^2}{2Z_0}$ 是通过横截面的平均功率。 P_{c1} 和 P_{c2} 分别是两导体(微带和地板)*单位长度上的平均损耗。

$$P_c = \frac{\eta}{2} \frac{\epsilon}{\mu} \int |E(\omega)|^2 \left| \frac{d\omega}{dZ} \right| |d\omega|, \quad \text{其中 } \eta = \left(\frac{\pi f \mu}{\sigma_c} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (14)$$

式中 $E(\omega) = \frac{\phi_2 - \phi_1}{\pi\omega}$ 是 ω -平面上的电场强度, f 是工作频率, σ_c 是导体电导率。上式积分是沿导体周界的映象进行。

由式(1)得,

$$\frac{d\omega}{dZ} = \frac{\alpha\pi}{h} \frac{\omega \sqrt{\omega+1}}{\omega-\alpha}, \quad \omega = re^{j\theta} \quad (15)$$

其中 r 为 ω -平面上的通量半径, 对于微带 $\theta = 0^\circ$ 。将之代入式(14)即可获得微带单位长度的平均损耗 P_{c1} 为:

$$P_{c1} = \eta \frac{\epsilon}{\mu} \frac{(\phi_2 - \phi_1)^2}{\pi h} \left[\int \frac{P_2}{P_1} \frac{\alpha \sqrt{r+1}}{r(r-\alpha)} dr + |\pi j r_a| \right] \quad (16)$$

式中第一项取积分主值, 第二项是考虑到微带边缘的无限大电场所引起的损耗。其中

$$r_a = \frac{1}{2\pi j} \oint \frac{\alpha \sqrt{\omega+1}}{\omega(\omega-\alpha)} d\omega$$

是式(14)中被积函数在围线内 $\omega = \alpha$ 点的留数。

于是由式(16)可得:

* 对于我们的系统, 这里的地板损耗应该包括屏蔽板的。为了简便, 以下仍把地板和屏蔽板的损耗合称为地板损耗。

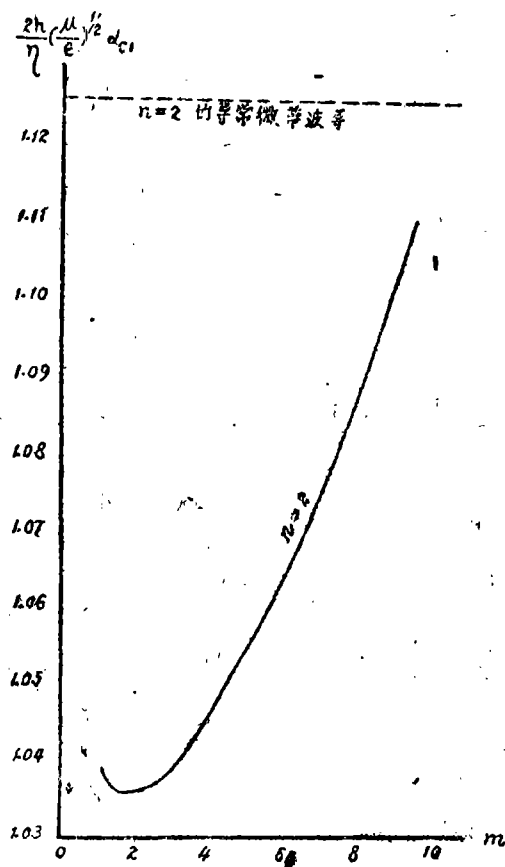
$$P_{c1} = \eta \frac{\epsilon (\phi_2 - \phi_1)^2}{\mu \pi h} \left[\frac{\sqrt{1+\alpha} \ln \frac{(\sqrt{1+p_2} - \sqrt{1+\alpha})(\sqrt{1+\alpha} + \sqrt{1+p_1})}{(\sqrt{1+p_2} + \sqrt{1+\alpha})(\sqrt{1+\alpha} - \sqrt{1+p_1})}}{\sqrt{1+p_2} + \sqrt{1+\alpha}} - \ln \frac{(\sqrt{1+p_2} - 1)(\sqrt{1+p_1} + 1)}{(\sqrt{1+p_2} + 1)(\sqrt{1+p_1} - 1)} + \pi \sqrt{1+\alpha} \right]$$

因此微帶導體損耗引起的衰減是：

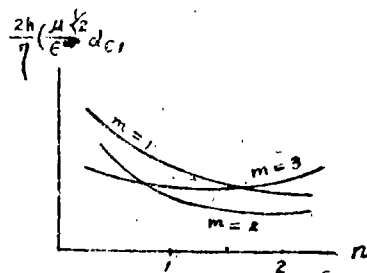
$$\alpha_{c1} = \frac{\eta}{2h} \left(\frac{\epsilon}{\mu} \right)^{\frac{1}{2}} \left[\frac{\sqrt{1+\alpha} \ln \frac{(\sqrt{1+p_2} - \sqrt{1+\alpha})(\sqrt{1+\alpha} + \sqrt{1+p_1})}{(\sqrt{1+p_2} + \sqrt{1+\alpha})(\sqrt{1+\alpha} - \sqrt{1+p_1})}}{\sqrt{1+p_2} + \sqrt{1+\alpha}} - \ln \frac{(\sqrt{1+p_2} - 1)(\sqrt{1+p_1} + 1)}{(\sqrt{1+p_2} + 1)(\sqrt{1+p_1} - 1)} + \pi \sqrt{1+\alpha} \right] \frac{1}{\ln \frac{p_2}{p_1}} \quad (17)$$

應用式(6)(7)和(17)可以算出不同 m 、 n 值時微帶損耗所引起的衰減。圖(7)示出 $n=2$ 時 α_{c1} 與 m 的關係。由圖可見，採用不同的屏蔽板距，可以得到不同的衰減值。有了屏蔽板之後，衰減著顯地降低。隨著屏蔽板距離的減小，衰減降到最小值以後，繼而緩慢上升。對實用的 m 值，衰減是處於最小值及其附近的一段。對於同一

一個 n 值在 m 較小時，衰減值的增加可以這樣解釋： m 較小即屏蔽板距較小時，屏蔽板使微帶邊緣附近的電場隨著板距減小而急劇加大。因之，由此而決定的損耗(式16中第二項)也隨之增加。當 m 較大時，屏蔽板邊緣附近的損耗幾近於常數，並且比 m 值較小時的值要小得多。而板的其餘部分的損耗則隨着 m 的加大而迅速增加。因此，整個帶的損耗是隨 m 而增加的。但是對於不同的 n 值，屏蔽板對系統的電場的影響有所不同，以致帶上損耗並不是隨 m 值單調變化，正如图(8)所示。從圖可見，當 $n > 1$ 時，應取 $m = 2$ 為佳。



圖(7)



圖(8)

当 m 值远超过临界值 m_c 时, 屏蔽板失去作用。此时屏蔽式微带波导退化为寻常的微带波导。这时 $\alpha \ll 1$, $p_2 < 1$ 于是式 (17) 可近似写为:

$$\alpha_{c1} \approx \frac{\eta}{2h} \left(\frac{\epsilon}{\mu} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{\pi + 1 + \frac{\pi b}{2h}}{\frac{\pi b}{2h} + \ln \left(1 + \frac{\pi b}{2h} \right)} \quad (18)$$

对于没有屏蔽的微带波导, 当 $b \gg h$ 时, 一些计算给出: [8]

$$\alpha_{c1} \approx \frac{\eta}{2h} \left(\frac{\epsilon}{\mu} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{\pi + 1 + \frac{\pi b}{2h} - \ln \left(1 - \frac{\delta}{2} \right)}{1 + \frac{\pi b}{2h} + \ln \left(1 + \frac{\pi b}{2h} \right)} \quad (19)$$

这里 δ 是与微带厚度有关的量。当厚度为零时 $\delta = 0$ 。此时式 (19) 简化为:

$$\alpha_{c1} \approx \frac{\eta}{2h} \left(\frac{\epsilon}{\mu} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{\pi + 1 + \frac{\pi b}{2h}}{1 + \frac{\pi b}{2h} + \ln \left(1 + \frac{\pi b}{2h} \right)} \quad (19)'$$

显然, 对于 $b \gg h$ 式 (19)' 与式 (18) 是相互一致的。

同样可以求得地板单位线长的平均损耗所引起的衰减 α_{c2} 为:

$$\alpha_{c2} \approx \frac{\eta}{2h} \left(\frac{\epsilon}{\mu} \right)^{\frac{1}{2}} \left[\frac{\sqrt{1+\alpha} \left(2t_g^{-1} \frac{\sqrt{p_2-1}}{\sqrt{1+\alpha}} - \ln \frac{\sqrt{1+\alpha} + \sqrt{1-p_1}}{\sqrt{1+\alpha} - \sqrt{1-p_1}} \right) + \ln \frac{1 + \sqrt{1-p_1}}{1 - \sqrt{1-p_1}} - 2t_g^{-1} \sqrt{p_2-1}}{\ln \frac{p_2}{p_1}} \right] \quad (20)$$

应用式 (6) (7) 和 (20) 又可算出不同 m n 值时, 地板损耗所引起的衰减。图 (9) 示出 $n = 2$ 时, α_{c2} 与 m 的关系。由图可见, 有了屏蔽板以后, 地板损耗所引起的衰减也是降低的。这是在屏蔽板作用下电场比较均匀分布的结果。随着微带宽度的增

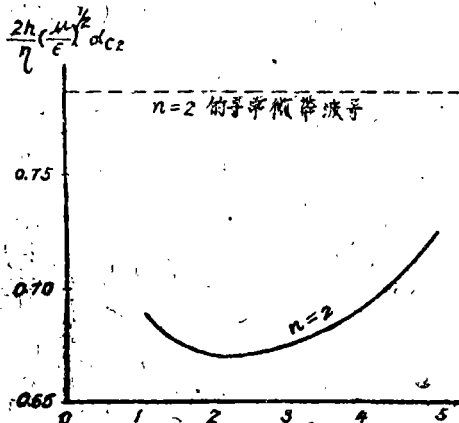


图 (9)

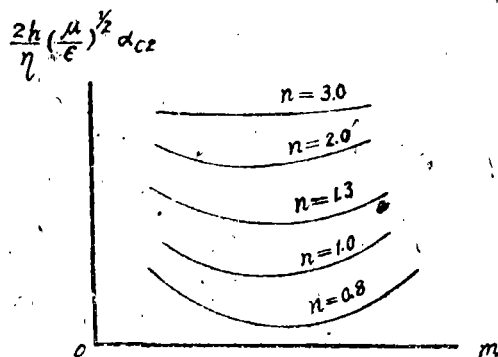


图 (10)

加, 地板上原来分布较广的电荷就更为集中, 因之随 n 的加大, 地板损耗引起的衰减就加大, 正如图 (10) 所示。和上面微带的情形一样, 当 m 值够大时, 屏蔽式微带波导就退化为寻常的微带波导。于是式 (20) 可近似写为:

$$\alpha_{e2} \approx \frac{\eta}{2h} \left(\frac{\epsilon}{\mu} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{1 + \frac{\pi b}{2h}}{\frac{\pi b}{2h} + \ln \left(1 + \frac{\pi b}{2h} \right)} \quad (21)$$

对于寻常的微带波导, 当 $b \gg h$ 时, 一些计算给出[8]:

$$\alpha_{e2} \approx \frac{\eta}{2h} \left(\frac{\epsilon}{\mu} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{1 + \frac{\pi b}{2h}}{1 + \frac{\pi b}{2h} + \ln \left(1 + \frac{\pi b}{2h} \right)} \quad (22)$$

在 $b \gg h$ 条件下, 式 (21) 显然是与式 (22) 符合的。

综合上述, 屏蔽式微带波导单位长度所引起的总衰减显然是:

$$\alpha_c = \alpha_{e1} + \alpha_{e2}$$

$$\begin{aligned} &= \frac{\eta}{2h} \left(\frac{\epsilon}{\mu} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{1}{\ln \frac{p_2}{p_1}} \left\{ \frac{(\sqrt{1+p_2} - \sqrt{1+\alpha})(\sqrt{1+\alpha} + \sqrt{1+p_1})}{(\sqrt{1+p_2} + \sqrt{1+\alpha})(\sqrt{1+\alpha} - \sqrt{1+p_1})} \right. \\ &\quad - \ln \frac{(\sqrt{1+p_2}-1)(\sqrt{1+p_1}+1)}{(\sqrt{1+p_2}+1)(\sqrt{1+p_1}-1)} + \pi \sqrt{1+\alpha} \left. + \left[\sqrt{1+\alpha} \left(2t_g^{-1} \frac{\sqrt{p_2-1}}{\sqrt{1+\alpha}} \right. \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \ln \frac{\sqrt{1+\alpha} + \sqrt{1-p_1}}{\sqrt{1+\alpha} - \sqrt{1-p_1}} + \ln \frac{1+\sqrt{1-p_1}}{1-\sqrt{1-p_1}} - 2t_g^{-1} \sqrt{p_2-1} \right] \right\} \quad (23) \end{aligned}$$

一些不同组合的 m 、 n 值与 α_c 的依从关系示于图 (11)。

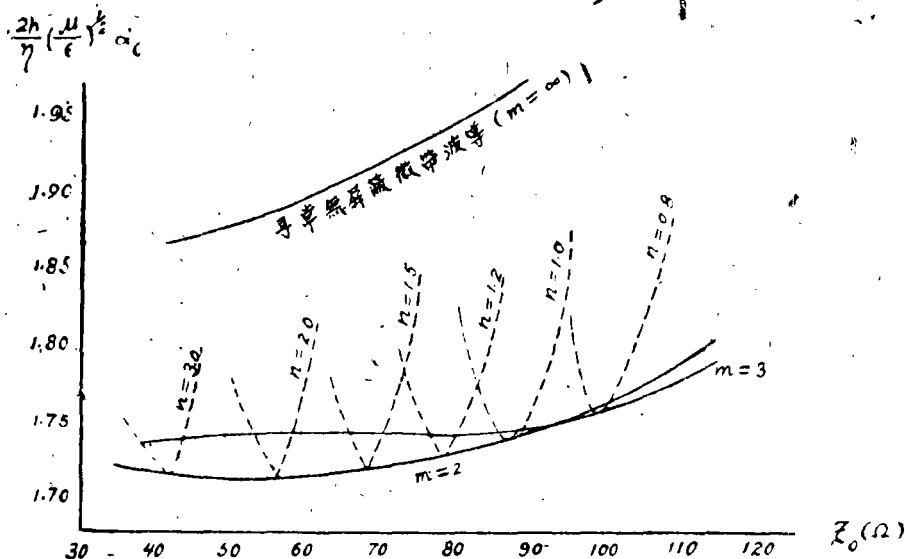


图 (11)

四、最佳特性阻抗及尺寸

由上面导出的公式 (4) (6) (7) 及 (23) 可以算出不同 m 、 n 值时屏蔽式微带波导的特性阻抗及衰减。

图 (11) 绘出一些常用的阻抗值与衰减关系的两组曲线, 其中一组对应于一定的 m 值, 而另一组则对应于 n 值。由图可见, 有了屏蔽板之后, 对于每一个 n 值, 系统都具有最佳的特性阻抗。而对于给定的特性阻抗则可选用一个最佳的 m n 组合以获得最小衰减。对屏蔽板距而言, 在实用范围内以 $m=2$ 为最佳, 而当特性阻抗较大时则 $m=3$ 有较低的衰减。随着特性阻抗的降低, 衰减降到最小值以后, 继而缓慢上升。对常用的特性阻抗值, 衰减处于较小的一段, 而且变化不大。与寻常微带波导相比, 屏蔽式微带波导的衰减是较小的。

五、結 論

綜合上述, 可得如下結論:

(1) 在寻常的微带波导加上屏蔽板, 可以降低系统的损耗。并且借屏蔽板距离的改变, 可以作为特性阻抗的微调。

(2) 屏蔽式微带波导具有最佳特性阻抗。对给定的特性阻抗, 可按图 (11) 恰当地选择一组 mn 值以获得最小衰减。

(3) 本文给出了计算特性阻抗的公式 (4) 及确定衰减的公式 (23), 借助于它们及图 (11) 就可确定系统的主要尺寸。

林貽堃同志校閱本文并提出意見, 陈永基同志代繪文中插图, 作者謹志謝意。

参 考 文 献

- [1] A.F. Harvey: "Parallel-Plate Transmission Systems For Microwave Frequencies" Proceedings I.E.E., 1959, Part B, No. 26, P. 129.
- [2] D.J. Blattner and F. Sterzer: "Fast Microwave Logic Circuits", I.R.E. Convention Record, Part 4. March, 1959, P. 252.
- [3] Dahlman, B.A.: "A. Double-Ground-plane Strip-Line System For Microwaves", Proceedings I.E.E., Paper No. 1352 R, July, 1955, P. 488.
- [4] Cohn, S.B.: "Characteristic Impedance of the Shielded-Strip Transmission Line", Transactions of the I.R.E., 1954, MTT-2, P. 52.
- [5] Cohn, S.B.: "Problems in Strip Transmission Lines", Transactions of the I.R.E., 1955, MTT-3, No. 2, P. 119.
- [6] Karle S. Packard: "Optimum Impedance and Dimensions For Strip Transmission Line", Transactions of the I.R.E. 1957, MTT-5.
- [7] Deschamps, C.: "Theoretical Aspects of Microstrip Waveguides" Transaction of the I.R.E., 1954, MTT-2, No. 1, P. 100.
- [8] Assadourian, F., and Riual, E.: "Simplified Theory of Microstrip Transmission Systems", Proceedings of the I.R.E., 1952, P. 1651.