

第三章微帶傳輸線

3.1 概述

微帶線是在低耗介質基片上敷上金屬導體帶及接地板而構成的傳輸線,其基本結構有帶狀線及微帶兩種。微帶及微帶構成的各種電路(微波集成電路)是平面電路,與波導或同軸線構成的電路(相對地稱為立體電路)相比較,具有體積小、重量輕、成本低、頻帶寬等優點;但Q值低、功率容量小等缺點。

3.2 微帶線的材料選擇及製作工藝簡介

微帶電路是在低損耗的介質基片上按照設計的圖形製作導體帶及接地板等構成的,設計和製作微帶線首要的問題是選擇合適的介質基片及導體的材料,進而利用光刻、腐蝕等工藝製作。對介質基片材料的選擇,應從如下幾個方面綜合考慮,即:

- 1、相對介電常數較高,且隨頻率的變化小
- 2、材料的損耗小
- 3、介質純度高,具有較好的均勻性及各向同性的特性
- 4、熱導性及熱穩定性好,且與導體的粘附性能好
- 5、有一定的機械強度且易於機械加工
- 6、抗腐蝕性強,化學性能穩定等

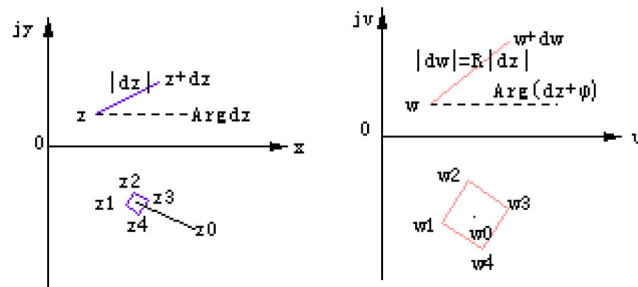
3.3 計算傳輸線特性阻抗的保角變換法

各種傳輸線(如雙導線、同軸線、帶狀線及微帶等)最重要的參數是它的特性阻抗 Z_0 。傳輸線的特性阻抗 Z_0 可表示為

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = \frac{1}{v_p C_0} = \frac{\sqrt{\epsilon}}{c C_0} \quad (3.3-1)$$

一、保角變換

通過解析函數 $w=f(z)$ 可把 z 平面的一點變換為 w 平面內某一點,曲線變換為曲線.實現這種變換的函數 $w=f(z)$ 稱為 z 平面與 w 平面之間的保角變換.當 $f(z)$ 是解析函數時,某一點的導數 dw/dz 與變量 dz 在該點的方向無關,而 dw/dz 仍是複變函數,它可表示為



$$f'(z) = R(z)e^{j\phi(z)} = R e^{j\phi}$$

或改寫成

$$dw = R(z)e^{j\varphi} dz$$

上式表示, dw 的模是 dz 模的 R 倍, dw 的輻角是 dz 輻角 (記為 $\text{Arg}dz$) 加上 φ 角 (如上圖)。所以, 在 w 平面上 $f(z)$ 為解析的區域內, 任意點 w_0 附近的無限小區域應與 z 平面上對應點 z_0 附近的無限小區域相似, 只不過它被放大了 R 倍, 並轉動了 φ 角 (見上圖無限小正方形), 於是, 如果在 z 平面內有兩條曲線相交於 z 點, 其交角為某一給定角度, 當這兩條曲線變換到 w 平面後相交於 w 點, 並且其交角仍為原來的給定角度, 因此在 w 平面內這兩條曲線都轉動了 φ 角, 它們在 w 點的交角保持不變, 故稱保角變換。可以證明, 除冪函數外, 指數函數、對數函數、正弦函數等等都屬於保角變換函數。

二、施瓦茲變換

所謂施瓦茲變換是把多角形的邊界變換成一條直線邊界的保角變換。

一般地, z 平面上一個頂點位於原點, 夾角為 φ_1 的扇形區域經變換 $w = A_1 z^{\pi/\varphi_1}$ (A_1 為任意復常數) 後可變換為 w 平面上的上半平面。如果扇形頂點不在原點而在 z_i 點, 則變換關係可表示為

$$w - u_i = A_1 (z - z_i)^{\pi/\varphi_1}$$

可把 w 平面上半平面變換為 z 平面上夾角為 φ_1 的扇形區域, 將 z 視為 w 的函數 $z = z(w)$, 它的導數為

$$\frac{dz}{dw} = \frac{B_1 A_1^{-1}}{\pi} (w - u_i)^{(\varphi_1/\pi - 1)} = C_1 (w - u_i)^{-\varphi_1/\pi} \quad (3.3-14)$$

除頂點 z_i 對應 u_i 外, 函數 $z(w)$ 是解析的。

當 w 沿 u 軸自左向右通過 u_i 點時, $(w - u_i)$ 的輻角突變為 $-\pi$, 的輻角則變為 $n\pi$, 故的輻角突變為 θ_i 。當 w 沿 u 軸自左向右通過 u_i 點時, $\text{Arg}dz/dw$ 的輻角突變為 $\beta_i - \varphi_i = \theta_i$ 。

對於多角形的每個頂角, 均可重複上面的討論, 對應與 (3.3-14) 式, 對多角形可寫出變換式

$$\begin{aligned} \frac{dz}{dw} &= C (w - u_1)^{-\varphi_1/\pi} \cdot (w - u_2)^{-\varphi_2/\pi} \cdots (w - u_n)^{-\varphi_n/\pi} \\ &= C \prod_{i=1}^n (w - u_i)^{-\varphi_i/\pi} \end{aligned} \quad (3.3-15)$$

(3.3-15) 式的積分是

$$z = C \int \prod_{i=1}^n (w - u_i)^{-\varphi_i/\pi} \cdot dw + C_0 \quad (3.3-16)$$

上式稱為施瓦茲---克利斯多菲公式。 θ_i 的值可能有正有負, 當 z 沿多邊形的邊按逆時針方向移動時, 某一邊與下一個鄰邊的外角, 規定順時針方向為負逆時針方向為正。

3.4 帶狀線的主要特性

帶狀線中的電磁場結構主要傳輸 TEM 波。但也可能存在類似矩形波導中的高次波型, 使傳輸特性變壞, 因此要設法抑制高次波型。假定帶狀線中傳輸的是純 TEM 波, 則帶內波長 λ_z 與自由空間波長 λ_0 有如下關係

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.4-1)$$

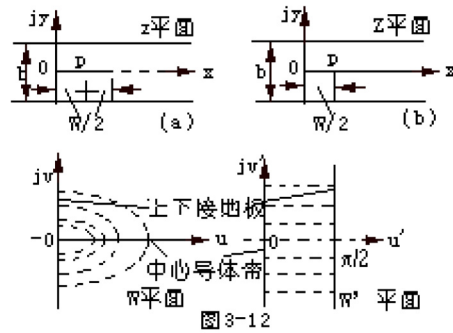
為抑制高次波型,要求接地板間距**b**滿足

$$b < \frac{\lambda_g}{2} \quad (3.4-2)$$

一、帶狀線的特性阻抗

帶狀線的特性阻抗 Z_0 , 可用它的單位長度電容表示。下面用保角變換法對 C_0 作計算。

帶狀線的中心導體帶通常很薄,可近似假定其厚度 $t=0$ 。其次假設中心導體帶寬 $W \gg \frac{b}{2}$ 。則中心導體帶右側可看作無限大平面,對圖3-12 (b) 作合適的保角變換,則可求出其總電容。



在圖3-12 (b) 中,由x軸和y軸確定的平面為z平面,圖中上下接地板為

$$-\infty < x < \infty, y = \pm b/2$$

中心導體帶在z平面的坐標為

$$0 \leq x < \infty, y = 0$$

先作一次指數變換:

$$u' = 0, -\infty < v' < \infty \quad (3.4-4)$$

但

$$u' = \pi/2, -\infty < v' < \infty$$

故有

$$r = e^{(\pi/b)y}, \theta = (\pi/b)x \quad (3.4-5)$$

於是有中心導體帶坐標

$$1 \leq r < \infty, \theta = 0 \text{ 或 } 1 \leq u < \infty, v = 0$$

上下接地板在w平面的坐標為

$$\begin{aligned} 0 < r < \infty, \theta = \pi/2 \\ 0 < r < \infty, \theta = -\pi/2 \end{aligned}$$

再作一次反餘弦變換

$$w' = \cos^{-1} w \quad (3.4-6)$$

可確定中心導體帶在W平面的坐標為

$$u' = 0, -\infty < v' < \infty$$

上下接地板在w'平面的坐標為

$$u' = \pi/2, -\infty < v' < \infty$$

它們夠成兩條平行線,如圖3-12(d)所示.

經過計算可得帶狀線的單位長度總電容為

$$C_0 = 2C' = \frac{8 \epsilon_0 \text{ch}^{-1} e^{(\pi w/2b)}}{\pi} (t = 0) \quad (3.4-8)$$

考慮到中心導體帶為有限厚度時,(3.4-8)式應修正為

$$C_0 = 2C' = \frac{8 \epsilon_0 \text{ch}^{-1} e^{(\pi w/2b)}}{\pi(1-t/b)} (t \geq 0) \quad (3.4-9)$$

利用光速 $c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}}$ 及自由空間波阻抗 $\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$ 歐的關係,可得帶狀線的特性阻抗為

$$Z_0 = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{cC_0} = \frac{120 \pi^2 (1-t/b)}{8 \sqrt{\epsilon_r} \text{ch}^{-1} e^{(\pi w/2b)}} \quad (3.4-10)$$

3.5 微帶的主要特性

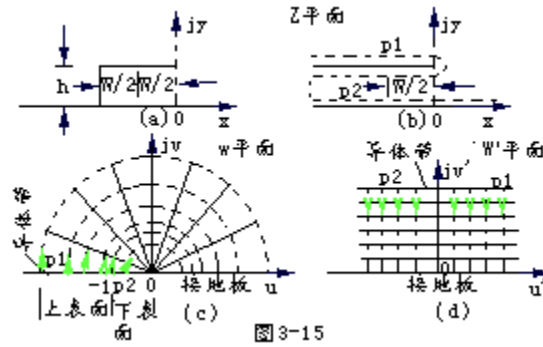
微帶是在介質基片的下表面敷一層金屬膜作接地板,在上表面按設計圖形印刷導體帶,(印刷工藝用薄膜或厚膜技術)。

本節主要講述有關微帶的四個問題:

微帶的特性阻抗、微帶的衰減、微帶中的高次波型和色散特性以及微帶尺寸的選擇

一、微帶的特性阻抗

如同在帶狀線所做的那樣,在寬帶近似下略去導體帶左邊的邊緣效應對右邊的影響,並將導體帶左邊延伸至無限遠,先求出導體帶一半的單位長度電容,總電容即為其兩倍。



首先把z平面的導體帶邊界（圖3-15b）變換到w平面的一條水平直線上（u軸），負u軸為導體帶，正u軸為接地板（圖3-15c）。利用多角形變換關係

$$z = \frac{h}{\pi} (\ln w + w + 1) \tag{3.5-2}$$

再通過對數變換：

$$w' = \ln w \tag{3.5-3}$$

在w平面採用極坐標：

$$w = u + jv = Re^{j\theta} = R \cos \theta + jR \sin \theta$$

導體帶中點p, 方程可表示為

$$z = -\frac{W}{2} + jh = \frac{h}{\pi} (\ln w + w + 1) = \frac{h}{\pi} (\ln Re^{j\theta} + Re^{j\theta} + 1)$$

令虛實部分別相等, 可得

$$x = -\frac{w}{2} = -\frac{h}{\pi} (\ln R + R \cos \theta + 1) \tag{3.5-4a}$$

$$y = h = \frac{h}{\pi} (\theta + R \sin \theta) \tag{3.5-4b}$$

(3.5-4b)式有一明顯解, $\theta = \pi$, 將 $\theta = \pi$ 代入(3.5-4a)式可得

$$R - 1 - \frac{\pi W}{2h} = \ln R \tag{3.5-5}$$

利用圖解法, 得

$$R_{p1} \approx 1 + \frac{\pi W}{2h} \tag{3.5-6a}$$

$$R_{p2} \approx e^{-(1 + \frac{\pi W}{2h})} \tag{3.5-6b}$$

可進一步確定P1, P2在W平面上的坐標

$$u'_{p1} = \ln R_{p1} = \ln(1 + \frac{\pi W}{2h})$$

$$u'_{p2} = \ln R_{p2} = -(1 + \frac{\pi W}{2h})$$

平行板電容兩平行板間距離為

$$d = v' = \theta = \pi$$

則微帶線單位長度總電容是

$$C_0 = 2C' = \frac{2\varepsilon_r}{\pi} \left[1 + \frac{\pi W}{2h} + \ln\left(1 + \frac{\pi W}{2h}\right) \right]$$

即得微帶線的特性阻抗公式為

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_r} \left[\frac{W}{h} + \frac{2}{\pi} + \frac{2}{\pi} \ln\left(1 + \frac{\pi W}{2h}\right) \right]} \quad \left(\frac{W}{h} \gg 1 \right) \quad (3.5-8)$$

二、微帶的衰減

微帶的損耗除介質損耗和導體損耗外,尚有裸露部分的輻射損耗,而主要是前兩者。微帶介質損耗常數 α_d 可表示為

$$\alpha_d = \frac{27.3}{\lambda_e} \left(g \frac{\varepsilon_r}{\varepsilon_r} \right) \cdot \tan \delta \quad (\text{分貝/米}) \quad (3.5-14)$$

導體衰減常數 α_c 的粗略表達式為

$$\alpha_c = \frac{27.3}{\pi h Z} \quad (\text{分貝/米}) \quad (3.5-16)$$

三、微帶中的高次波型和色散特性

根據較深入的電磁波理論分析,在微帶中相應於波導波型和表面波的最低次波型的截止波長 λ_c 分別為對波導波型:

$$\left. \begin{aligned} (\lambda_c)_{TE_0} &= \sqrt{\varepsilon_r} (2W + 0.8h) \\ (\lambda_c)_{TM_1} &= 2h\sqrt{\varepsilon_r} \end{aligned} \right\} \quad (3.5-20)$$

對表面波型:

$$\left. \begin{aligned} (\lambda_c)_{TE} &= 4h\sqrt{\varepsilon_r - 1} \\ (\lambda_c)_{TM} &= \infty \text{ 或 } f_c = 0 \end{aligned} \right\} \quad (3.5-21)$$

四、微帶尺寸的選擇

為抑制波導波型TE波,導體帶寬W應滿足

$$W + 0.4h < \frac{\lambda_{\min}}{2\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (3.5-24)$$

為抑制波導波型TM波,基片厚度h應滿足

$$h < \frac{\lambda_{\min}}{2\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (3.5-25)$$

為抑制表面波中TE波,要求基片厚度滿足

$$h < \frac{\lambda_{\min}}{4\sqrt{\varepsilon_r - 1}} \quad (3.5-26)$$

3.6 耦合微帶的主要特性

與微帶一樣,由於耦合微帶中的介質是由介質基片和空氣組成的非均勻介質,所以耦合微帶不存在純粹TEM波,但可看成是準TEM波,並可按TEM波處理。

本節在介紹耦合微帶的主要特性之前先介紹對稱耦合傳輸線的奇偶模參量法。

一、對稱耦合傳輸線的奇偶模參量法

任意激勵的耦合傳輸線,總可分解為一對奇偶模激勵,即可假設

$$U_1 = U_e + U_o$$

$$U_2 = U_e - U_o$$

則

$$\left. \begin{aligned} U_e &= \frac{(U_1 + U_2)}{2} \\ U_o &= \frac{(U_1 - U_2)}{2} \end{aligned} \right\} \quad (3.6-1)$$

均勻介質對稱耦合傳輸線奇偶模激勵下的微分方程及解耦合傳輸線的等效電路如圖3-21所示

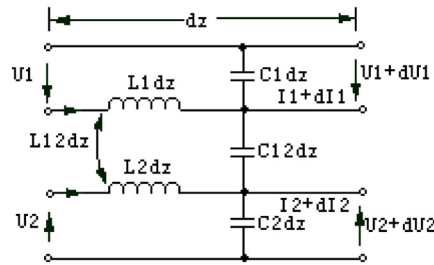


圖 3-21

可得方程組

$$U_1 = U_1 + dU_1 + j\omega L_1 dz I_1 + j\omega L_{12} dz I_2$$

$$U_2 = U_2 + dU_2 + j\omega L_2 dz I_2 + j\omega L_{12} dz I_1$$

$$I_1 = I_1 + dI_1 + j\omega C_1 dz U_1 + j\omega C_{12} dz (U_1 - U_2)$$

$$I_2 = I_2 + dI_2 + j\omega C_2 dz U_2 + j\omega C_{12} dz (U_2 - U_1)$$

(a) 偶模激勵下情況

經過計算可得到偶模波的相位常數 β_{oe} 、相速 v_{pe} 、和特性阻抗 Z_{oe} 的表示式：

$$\beta_{oe} = \omega [L_{11} C_{11} (1 + K_i) (1 - K_i)]^{1/2}$$

$$v_{pe} = [L_{11} C_{11} (1 + K_i) (1 - K_i)]^{-1/2}$$

$$Z_{oe} = \sqrt{\frac{L_{11} (1 + K_i)}{C_{11} (1 - K_i)}}$$

(b) 奇模激勵情況下求得

$$\beta_{pe} = \beta_{po} = \omega \sqrt{L_{11} C_{11} (1 - K^2)}$$

$$v_{pe} = v_{po} = \frac{1}{\sqrt{L_{11} C_{11} (1 - K^2)}} = \frac{1}{\sqrt{L_{11} C_{11} (1 - K^2)}}$$

$$Z_{oe} = \sqrt{\frac{L_{11} (1 + K)}{C_{11} (1 - K)}}$$

$$Z_{oo} = \sqrt{\frac{L_{11} (1 - K)}{C_{11} (1 + K)}}$$

從令一角度看，由相速與特性阻抗的關係式，奇偶模特性阻抗還可表示為

$$Z_{oe} = \frac{1}{v_{pe} C_{oe}}$$

$$Z_{oo} = \frac{1}{v_{po} C_{oo}}$$

二、耦合微帶的主要特性

設空氣耦合微帶（ $\epsilon_r = 1$ ）的奇模和偶模單位長度電容分別為 $C_{0o}(1)$ 和 $C_{0e}(1)$ ，耦合微帶的奇模和偶模單位長度的電容分別為 $C_{0o}(\epsilon_r)$ 和 $C_{0e}(\epsilon_r)$ 。仿照單根微帶等效介電常數的概念，定義奇模有效介電常數為 ϵ_{eo} 和偶模有效介電常數 ϵ_{ee} 為

$$\left. \begin{aligned} \epsilon_{eo} &= \frac{C_{0o}(\epsilon_r)}{C_{0o}(1)} \\ \epsilon_{ee} &= \frac{C_{0e}(\epsilon_r)}{C_{0e}(1)} \end{aligned} \right\}$$

於是，奇模相速 v_{po} 及偶模相速 v_{pe} 可表示為

$$\left. \begin{aligned} v_{po} &= \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eo}}} \\ v_{pe} &= \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{ee}}} \end{aligned} \right\}$$

式中 c 為光速。因此，耦合微帶奇模特性阻抗 Z_{0o} 及偶模特性阻抗 Z_{0e} 可表示為

$$\left. \begin{aligned} Z_{0o} &= \frac{Z_{0o1}}{\sqrt{\epsilon_{eo}}} = \frac{1}{v_{po} C_{0o}(\epsilon_r)} \\ Z_{0e} &= \frac{Z_{0e1}}{\sqrt{\epsilon_{ee}}} = \frac{1}{v_{pe} C_{0e}(\epsilon_r)} \end{aligned} \right\}$$

式中 Z_{0o1} 和 Z_{0e1} 分別為空氣微帶的奇模和偶模特性阻抗。