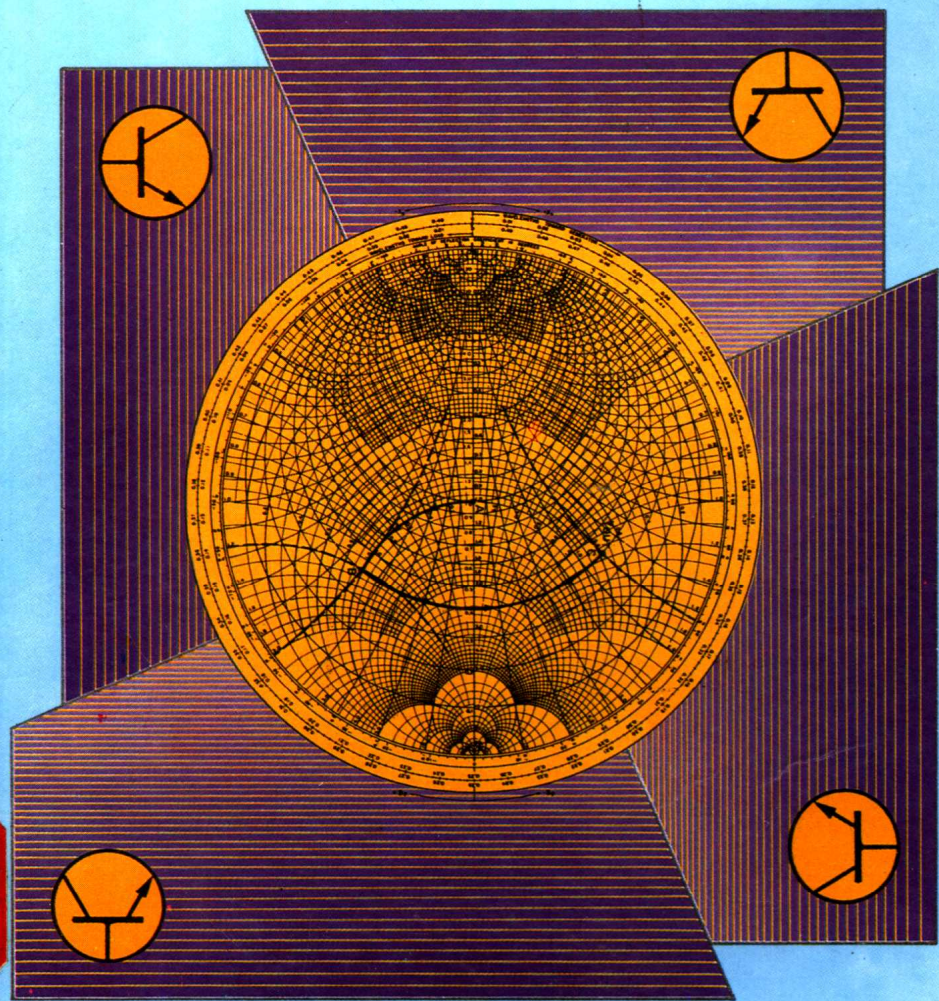


微波半導體電路設計

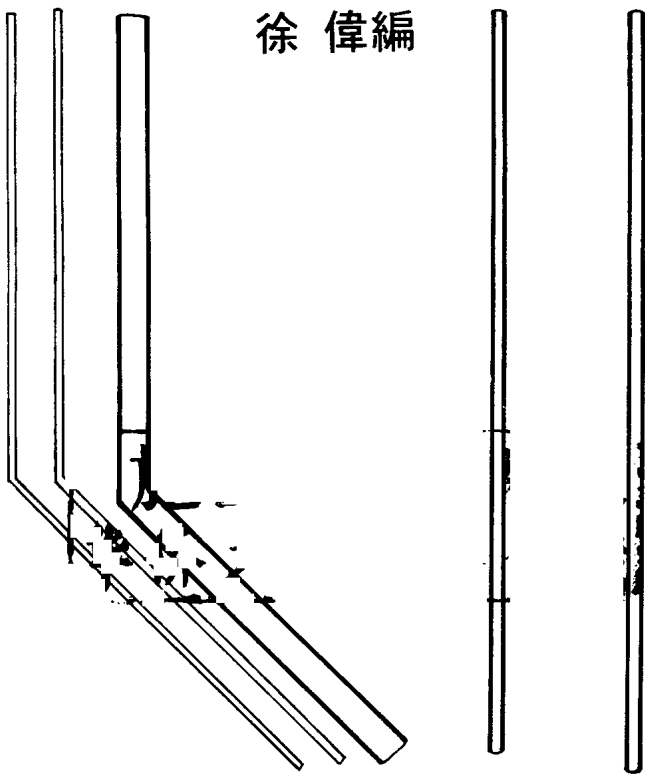
徐偉編



華美科技出版社出版

微波半導體電路設計

徐偉編



微波半導體電路設計

編者 徐 偉

出版者 華美科技出版社
九龍深水埗元州街312號
秉暉工業大廈五樓

承印者 本社印刷部
九龍深水埗元州街312號
秉暉工業大廈五樓

定價 港幣叁拾柒元

原 序

本書係應用S-參數技術對微波電晶體放大器作有系統的分析與設計。微波一詞係指工作頻率的波長為厘米範圍內者（亦即，波長自1厘米到100厘米者），然本書所述之設計與分析步驟，並未局限於微波頻段內，事實上，任何涉及應用到S-參數以從事設計電晶體放大器者，均可應用本書所討論之設計與分析方法。

設計微波放大器所用之電晶體多為雙極接合式電晶體（BJT）及砷化鎵場效電晶體（GaAs FET）。應用BJT型電晶體設計微波放大器，其工作頻率可高達4GHz，在此工作頻率範圍內，BJT具有良好的可靠性、價廉、無條件穩定、高增益及低雜訊指數等優點。

當工作頻率高於4GHz，GaAs FET型電晶體則呈現極佳的性能，例如，應用一GaAs FET電晶體，當工作頻率為4GHz時，可獲得20dB的功率增益及1.5dB的雜訊指數，而當工作頻率為18GHz時，仍可獲得10dB的功率增益及2.7dB的雜訊指數。GaAs FET功率電晶體，即使工作頻率高於4GHz，仍可獲得數瓦特的功率輸出。目前，應用GaAs FET電晶體設計的放大器，其工作頻率自20GHz到40GHz範圍，正待突破。

微波電晶體電路可用一雙埠網路表示之，而其特性，則可由S-參數敘述之。由於應用網路分析儀甚易測度微波電晶體電路的各項參數，因而，S-參數廣被應用於微波電晶體放大器的設計。

本書第一章到第五章敘述用於微波電晶體放大器分析與設計的基本原理及技術。該數章提供一良好設計微波電晶體放大器的基礎。附錄一則應用大型程式電腦輔助設計，提供讀者對問題已獲充分瞭解後，應用電腦輔助設計法，以節省設計時間，並可避免人為運算而引入的錯誤。用於附錄一的大型 CAD 程式，名為 COMPACT 及 SUPER-COMPACT，是為 COMPACT 軟體公司的註冊商標。

在附錄二中列出邁阿密大學微波放大器分析與設計組所發展的 CAD 程式 UM-MAAD，該 CAD 程式係應用 FORTRAN-77 寫成，易於瞭解及應用，對微波電晶體放大器的分析及設計，甚有助益。讀者將發現，應用該程式，對本書的例題及習題之解答，非常有用。

他如 ALLEN MEDLEY 公司所售的一組價格適宜的 CAD 程式，該程式包含於微波電路設計 (MICROWAVE CIRCUIT DESIGN) 一書內，及 COMPACT 軟體公司所發展的適用於迷你電腦的 CAD 程式及小型可程式計算器適用的 CAD 程式等，均可應用之。

編者序

由於近年衛星通信——尤其是衛星電視節目——發展迅速，為目前最具發展潛力、且最具挑戰性的高科技項目，而其技術結晶——衛星電視接收系統，又廣受大眾喜愛。展望未來數年，該項微波產品，定將出現高成長率。其他諸如地面微波通信系統、飛彈導引控制系統、太空梭通信系統等，均工作於微波領域。

本書一到五章討論微波電晶體放大器、分析與設計的基本原則與技術，應用S-參數設計微波電晶體放大器。每章之後，附有習題，供讀者練習，雖然，讀者不必試求每題之解，但至少，每題均被閱讀過。

在附錄中介紹數種電腦輔助設計程式。附錄一為大型程式 COMPACT 及 SUPER-COMPACT，當讀者對設計問題充分瞭解後，藉此等程式之助，既可節省設計時間，亦可獲得最佳設計成果。附錄二係應用 FORTRAN-77 寫成，易於瞭解及應用。用於分析及設計微波電晶體放大器，或對習題之求解，助益良多。

徐偉編

香港1987.7.1

目

錄

1

雙埠網路參數分析

1

- 1.1 概 述 1
- 1.2 阻抗、導納、混合及 $ABCD$ 矩陣 2
- 1.3 行波及輸電線觀念 6
- 1.4 S -矩陣及 T -矩陣 11
- 1.5 參考面的改變 15
- 1.6 S -參數之計算 16
- 1.7 一般化之 S -參數 23
- 1.8 雙埠網路 S -參數轉換 26
- 1.9 電晶體 S -參數之分析 27
- 1.10 微波電晶體的特性 35

2

匹配網路與信號流程圖

47

- 2.1 概 述 47
- 2.2 史密斯圖表 48
- 2.3 正規化阻抗及導納史密斯圖 58
- 2.4 阻抗匹配網路 61
- 2.5 微條匹配網路 74
- 2.6 信號流程圖 88
- 2.7 信號流程圖之應用 92

| | | |
|----------|-----------------------|------------|
| 3 | 微波電晶體放大器設計 | 99 |
| 3.1 | 概 述 | 99 |
| 3.2 | 功率增益方程式 | 100 |
| 3.3 | 穩定性的考慮 | 103 |
| 3.4 | 定值增益圓系——單向性狀況 | 111 |
| 3.5 | 單向性優值 | 120 |
| 3.6 | 同時共軛匹配——雙向性狀況 | 121 |
| 3.7 | 定值增益圓系——雙向性狀況 | 124 |
| 3.8 | 工作點及可用功率增益圓系 | 129 |
| 3.9 | 直流偏壓網路 | 135 |
| 4 | 雜訊、寬波帶及高功率設計方法 | 149 |
| 4.1 | 概 述 | 149 |
| 4.2 | 雙埠網路的雜訊 | 150 |
| 4.3 | 定值雜訊指數圓系 | 152 |
| 4.4 | 寬波帶放大器之設計 | 165 |
| 4.5 | 放大器之調諧 | 180 |
| 4.6 | 波寬之分析 | 182 |
| 4.7 | 高功率放大器之設計 | 186 |
| 4.8 | 兩級放大器之設計 | 199 |
| 5 | 微波電晶體振盪器之設計 | 207 |
| 5.1 | 概 述 | 207 |
| 5.2 | 單埠負電阻振盪器 | 208 |
| 5.3 | 雙埠負電阻振盪器 | 213 |
| 5.4 | 應用大信號技術設計振盪器 | 217 |
| 5.5 | 振盪器的組態 | 223 |

| | |
|--|-----|
| 附錄一 電腦輔助設計程式 COMPACT 及 SUPER- COMPACT | 231 |
| 附錄二 UM-MAAD | 246 |
| 中英文名詞對照表 | 257 |

1

雙埠網路參數分析

REPRESENTATIONS OF TWO-PORT NETWORKS

1.1 概述 (INTRODUCTION)

為便於敘述一雙埠網路 (two-port network) 的特性，必須以自該網路所獲得的傳輸函數 (transfer function) 及阻抗函數 (impedance function) 說明之。在低頻時，用以敘述雙埠網路函數者，有 z 參數、 y 參數、 z 參數及 $ABCD$ -參數等，然在高頻時，由於不易獲得確實可靠的短路測試 (short-circuit test) 及開路測試 (open-circuit test)，在廣闊的微波頻率範圍內，若仍應用上述數種參數來分析該網路，則其正確性即屬疑問。

因此，分析微波頻段內網路諸問題的最佳參數，即為 S -參數 (S -parameters)，該參數即用以敘述與分析工作於微波頻率時的雙埠網路的特性。又因 S -參數易於應用網路分析，且可直接應用於信號流程圖 (signal flow graph)。本書不僅應用 S -參數分析雙埠網路特性，且應用 S -參數分析 n 埠網路的特性。

1.2 阻抗、導納、混合及 $ABCD$ 矩陣 (THE IMPEDANCE, ADMITTANCE, HYBRID, AND $ABCD$ MATRICES)

圖 1-2.1 所示之雙埠網路為常用以分析低頻時現象的方法，而最常應用以分析網路特性者為阻抗矩陣 (impedance-matrix) 或稱之為 z - 參數、導納矩陣 (admittance matrix) 或稱之為 y - 參數、混合矩陣 (hybrid-matrix) 或稱為 h - 參數或 $ABCD$ 矩陣或稱為 $ABCD$ - 參數。



圖 1-2.1 雙埠網路簡圖

所有上述各參數可被定義如下：

$$z - \text{參數} \quad v_1 = z_{11}i_1 + z_{12}i_2$$

$$v_2 = z_{21}i_1 + z_{22}i_2$$

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}$$

$$z_{11} = \left. \frac{v_1}{i_1} \right|_{i_2=0} = \text{開路輸入阻抗}$$

$$z_{12} = \left. \frac{v_1}{i_2} \right|_{i_1=0} = \text{開路逆向傳輸阻抗}$$

$$z_{21} = \left. \frac{v_2}{i_1} \right|_{i_2=0} = \text{開路順向傳輸阻抗}$$

$$z_{22} = \left. \frac{v_2}{i_2} \right|_{i_1=0} = \text{開路輸出阻抗}$$

$$y - \text{參數} \quad i_1 = y_{11}v_1 + y_{12}v_2$$

$$i_2 = y_{21}v_1 + y_{22}v_2$$

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$$

$$y_{11} = \left. \frac{i_1}{v_1} \right|_{v_2=0} = \text{短路輸入導納}$$

$$y_{12} = \left. \frac{i_1}{v_2} \right|_{v_1=0} = \text{短路逆向傳輸導納}$$

$$y_{21} = \left. \frac{i_2}{v_1} \right|_{v_2=0} = \text{短路順向傳輸導納}$$

$$y_{22} = \left. \frac{i_2}{v_2} \right|_{v_1=0} = \text{短路輸出導納}$$

$$h - \text{參數} \quad v_1 = h_{11}i_1 + h_{12}v_2$$

$$i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}v_2$$

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$$

$$h_{11} = \left. \frac{v_1}{i_1} \right|_{v_2=0} = \text{短路輸入阻抗}$$

$$h_{12} = \left. \frac{v_1}{v_2} \right|_{i_1=0} = \text{開路逆向電壓增益}$$

$$h_{21} = \left. \frac{i_2}{i_1} \right|_{v_2=0} = \text{短路順向電流增益}$$

$$h_{22} = \left. \frac{i_2}{v_2} \right|_{i_1=0} = \text{開路輸出導納}$$

$$ABCD - \text{參數} \quad v_1 = Av_2 - Bi_2$$

$$i_1 = Cv_2 - Di_2$$

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_2 \\ -i_2 \end{bmatrix}$$

上述數種參數式用於分析雙埠網路工作於低頻時甚為有效，由於電晶體工作頻率不甚高時，甚易獲致該雙埠網路於輸入埠或輸出埠的短路測試或開路測試。

例如：

$$z_{11} = \left. \frac{v_1}{i_1} \right|_{i_2=0}$$

欲測量該雙埠網路的輸入阻抗時，需要將其輸出埠端予以交流開路（AC open-circuit），亦即令 $i_2 = 0$ 即可獲得。

前述的 z -參數、 y -參數及 $ABCD$ -參數，用於以電腦來分析網路亦甚有助益。當兩個雙埠網路成串聯連結（in-series）應用時如圖 1-2.2 所示，吾人可將各個網路的 z -參數相加，即得該兩個串聯連結的雙埠網路的綜合 z -參數，可定義如下：

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1^a + v_1^b \\ v_2^a + v_2^b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11}^a + z_{11}^b & z_{12}^a + z_{12}^b \\ z_{21}^a + z_{21}^b & z_{22}^a + z_{22}^b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}$$

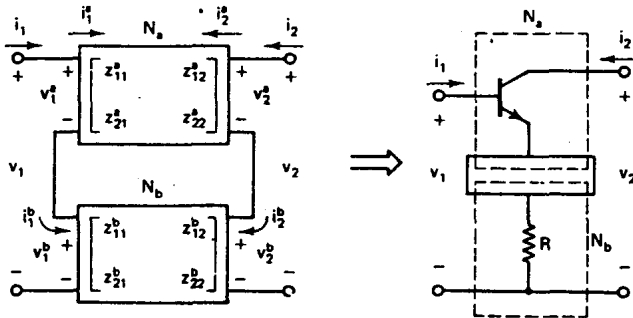


圖 1-2.2 雙埠網路成串聯連接應用之例

當兩個雙埠網路成並聯連結（in-shunt）時，如圖 1-2.3 所示，則該雙埠網路的綜合 y -參數，可藉將各個雙埠網路的 y -參數相加而獲得之，圖 1-2.3 的綜合 y -矩陣如下所示。

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_1^a + i_1^b \\ i_2^a + i_2^b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11}^a + y_{11}^b & y_{12}^a + y_{12}^b \\ y_{21}^a + y_{21}^b & y_{22}^a + y_{22}^b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$$

當兩個雙埠網路成串接（cascade）連結時，則該網路的 $ABCD$ -矩陣參數可由如圖 1-2.4 所示者獲取之。

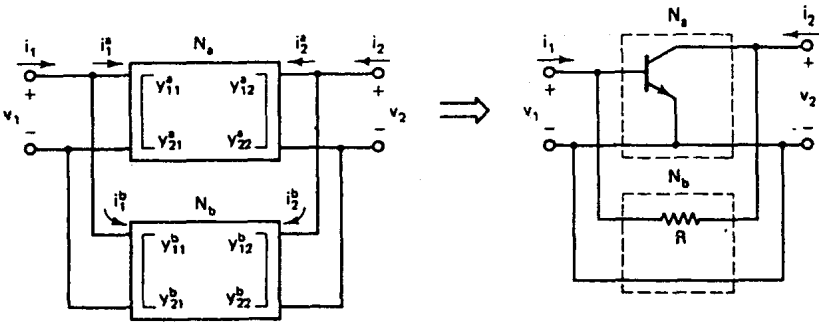


圖 1-2.3 雙埠網路成並聯連結應用之例

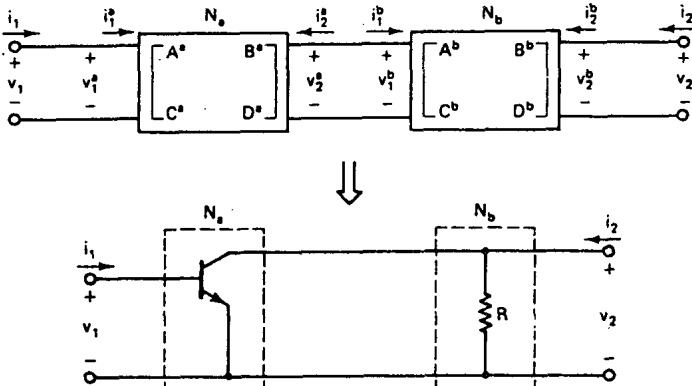


圖 1-2.4 雙埠網路成串接應用之例

因

$$v_2^a = v_1^b$$

$$-i_2^a = i_1^b$$

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1^a \\ i_1^a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A^a & B^a \\ C^a & D^a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_2^a \\ -i_2^a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A^a & B^a \\ C^a & D^a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A^b & B^b \\ C^b & D^b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_2^b \\ -i_2^b \end{bmatrix}$$

$$(1.2.1)$$

故上式可用以表示該雙埠網路的綜合 ABCD- 矩陣等於各個網路 ABCD- 矩陣的相乘之積。

所有上述各項參數之測量，均於工作頻率不甚高時為之。然於微波頻段內，前述之 z - 參數、 y - 參數、 h - 參數及 ABCD- 參數之測量，均極困難，其

困難的原因，乃因於寬廣的微波頻段內，很難獲得真正對高頻交流信號為短路或開路之測試電路。而且，一主動雙埠電路（如微波電晶體）亦可能在短路或開路情況下，產生振盪信號。因此，對工作於微波頻率範圍之雙埠網路作電路分析時，即需要另一種新的參數觀念，此即 S -參數 (scattering parameters) 及 S -矩陣 (scattering matrix) 或稱之為行波 (traveling wave)。

1.3 行波及輸電線觀念 (TRAVELING WAVES AND TRANSMISSION-LINE CONCEPTS)

沿一輸電線 (transmission line) 傳輸之電壓波及電流波為其位置及時間的函數，若以正弦波表示該電壓及電流波形的瞬時值則有：

$$v(x, t) = \text{Re} [V(x)e^{j\omega t}]$$

$$i(x, t) = \text{Re} [I(x)e^{j\omega t}]$$

式中的 Re 表示為實數部份，其複數量 $V(x)$ 及 $I(x)$ 均為向量，用以表示該電壓波及電流波沿該輸電線上傳輸時的瞬間位置的變化量。該複數的極式 (polar form) $re^{j\theta}$ 及 $r \angle \theta$ 兩種表示法，亦為本書所常用。

敘述一信號的電壓波及電流波沿一輸電線上傳輸時可滿足向量 $V(x)$ 及 $I(x)$ 的微分方程式如下所示：

$$\frac{d^2 V(x)}{dx^2} - \gamma^2 V(x) = 0 \quad (1.3.1)$$

$$\frac{d^2 I(x)}{dx^2} - \gamma^2 I(x) = 0 \quad (1.3.2)$$

式中的傳播常數 (propagation constant) 為一複數，可由下式定義之：

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$$

式中的衰減常數 (attenuation constant) α 的單位為奈 / 米 (nepers per meter)，相移常數 β 的單位為徑 / 米 (radians per meter)，式中的 R 、 G 、 L 、 C 分別表單位長度輸電線的電阻、電導、電感及電容，假定沿該輸電線上的各點的 R 、 G 、 L 、 C 值均為定值。

式(1.3.1)及(1.3.2)之一般解如下：

$$V(x) = Ae^{-\gamma x} + Be^{\gamma x} \quad (1.3.3)$$

$$I(x) = \frac{A}{Z_0} e^{-\gamma x} - \frac{B}{Z_0} e^{\gamma x} \quad (1.3.4)$$

式中 Z_0 為：

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

Z_0 即為該輸電線的複數特性阻抗 (complex characteristic impedance)。式中的常數 A 及 B ，通常亦為複數。

式(1.3.3)及(1.3.4)代表一對沿輸電線行進而彼此方向相反的電壓波及電流波，以相速 (phase velocity) $v_p = \omega/\beta$ ，且其振幅依 $e^{-\alpha x}$ 或 $e^{\alpha x}$ 而遞減。

$$e^{-\gamma x} = e^{-\alpha x} e^{-j\beta x}$$

稱為入射波 (incident wave) 或稱為出去波 (outgoing wave)；

$$e^{\gamma x} = e^{\alpha x} e^{j\beta x}$$

稱為反射波 (reflected wave) 或稱為進入波 (incoming wave) 式中的 βx 即代表輸電線的電長度 (electrical length)。

特性阻抗為 Z_0 的輸電線連接於終端負載阻抗為 Z_L 的電路，如圖 1-3.1 所示：

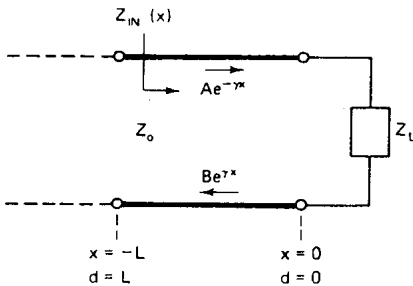


圖 1-3.1 輸電線連接於終端負載為 Z_L

其反射係數 (reflection coefficient) $\Gamma(x)$ 可如下定義之：

$$\Gamma(x) = \frac{Be^{\gamma x}}{Ae^{-\gamma x}} = \frac{B}{A} e^{2\gamma x} = \Gamma_0 e^{2\gamma x} \quad (1.3.5)$$

式中的 Γ_0 為負載的反射係數：

$$\Gamma_0 = \Gamma(0) = \frac{B}{A}$$

因此，反射波可用 $A\Gamma_0 e^{\gamma x}$ 敘述，式 (1.3.3) 及 (1.3.4) 可寫成下式：

$$\begin{aligned} V(x) &= A(e^{-\gamma x} + \Gamma_0 e^{\gamma x}) \\ I(x) &= \frac{A}{Z_0} (e^{-\gamma x} - \Gamma_0 e^{\gamma x}) \end{aligned} \quad (1.3.6)$$

在一輸電線上任意位置 x 的輸入阻抗可定義為：

$$Z_{IN}(x) = \frac{V(x)}{I(x)} = Z_0 \frac{e^{-\gamma x} + \Gamma_0 e^{\gamma x}}{e^{-\gamma x} - \Gamma_0 e^{\gamma x}} \quad (1.3.7)$$

應用下列的條件可證明式中的常數 Γ_0 為：

$$\begin{aligned} Z_{IN}(0) &= Z_L \\ Z_L &= Z_0 \frac{1 + \Gamma_0}{1 - \Gamma_0} \\ \Gamma_0 &= \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \end{aligned} \quad (1.3.8)$$

由式 (1.3.8) 可看出，當 $Z_L = Z_0$ 時， $\Gamma_0 = 0$ ，意即，使輸電線接以適宜之終端阻抗，或使終端阻抗等於輸電線的特性阻抗，則線上將無反射波產生。

將式 (1.3.8) 代入式 (1.3.7) 中，且使 $x = -d$ ，

則

$$Z_{IN}(d) = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh \gamma d}{Z_0 + Z_L \tanh \gamma d} \quad (1.3.9)$$