5.整合回路

一般に，インピーダンスの不連続部分では，電磁界の反射が発生する。整合回路はこれを抑制し，無反射にする。

5.1 $\lambda/4$インピーダンス変換器

無損失伝送線路(loss-less transmission line)を考える。長さlの伝送線路を通して負荷インピーダンスZ_Lを見込む規格化入力インピーダンスは次のようになる。

$$z(l) = \frac{z_L + j\tan\beta l}{1 + jz_L \tan\beta l} \tag{5.1}$$

したがって，$l+\lambda/4$の点から負荷を見込むインピーダンスは，次の式で定まる。

$$z(l+\frac{\lambda}{4}) = \frac{z_L + j\tan\beta(l+\frac{\lambda}{4})}{1 + jz_L \tan\beta(l+\frac{\lambda}{4})} = \frac{jz_L \tan\beta l + 1}{j\tan\beta l + z_L} = \frac{1}{z(l)} \tag{5.2}$$

この 2 式を用いると，次の関係が成り立つことがわかる。

$$z(l+\frac{\lambda}{4})z(l) = 1$$

$$\therefore Z(l+\frac{\lambda}{4})Z(l) = R_c^2 \tag{5.3}$$

ここで，抵抗負荷R_Lに長さが$\lambda/4$で特性抵抗がR_xの無損失伝送線路を接続し，R_xの無損失伝送線路の他端を特性抵抗R_cの無損失伝送線路を接続する場合を考える。式(5.3)で表される$\lambda/4$線路の特徴から，特性抵抗R_xの伝送線路と特性抵抗R_cの伝送線路の接続点から負荷側を見込むインピーダンスZ_{in}は，次の関係を満足する。

$$Z_{in}R_L = R_x^2 \tag{5.4}$$

さらに$Z_{in} = R_c$であれば，特性抵抗R_cの伝送線路にとっての負荷抵抗$Z_{in} = R_c$は整合負荷にみえるため，特性抵抗R_xの伝送線路と特性抵抗R_cの伝送線路の接続点で反射は発生しない。すなわち，

$$R_x = \sqrt{R_c R_L} \tag{5.5}$$

とすれば，特性抵抗R_cの伝送線路には負荷からの反射が生じない。電力を消費するのは負荷抵抗R_Lだけであるから，特性抵抗R_cの伝送線路から負荷に入射する電力は全て負荷抵抗で消費される。

上記のことは，特性抵抗R_xの線路が$\lambda/4$相当の長さの場合にのみ成立する。すなわち，電磁界の周波数に依存する。

5.2 スタブ

伝送線路の特性インピーダンス R_c に対して，特性インピーダンスが R_c で長さ l_2 を可変できる可変**スタブ**(variable stub)を考える。

ここで, 負荷の規格化インピーダンス $z_L = \dfrac{Z_L}{R_c}$ の逆数をとり, **規格化アドミタンス**(normalized admittance)を $y_L = g_L + jb_L$ とする。また，Fig. 5.1 に示すように，負荷から距離 l_1 の位置に負荷側伝送線路と並列に，長さ l_2 のスタブを特性インピーダンス R_c の伝送線路に接続する。

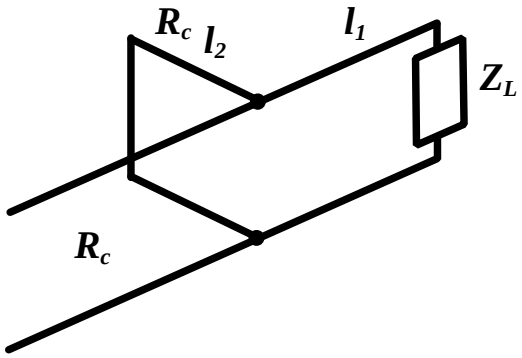

Fig. 5.1 伝送線路に接続したスタブ（長さ l_2）

この場合，スタブの接続点から負荷を見込む規格化アドミタンス y_1 とスタブを見込む規格化アドミタンス y_2 は，それぞれ次の式で与えられる。

$$y_1 = \frac{y_L + j\tan\beta l_1}{1 + jy_L \tan\beta l_1} \tag{5.6}$$

$$y_2 = \begin{cases} -j\cot\beta l_2 & \text{short-terminated} \\ j\tan\beta l_2 & \textit{open}\text{-terminated} \end{cases} \tag{5.7}$$

スタブを見込む規格化アドミタンス y_2 は，終端が短絡(short-terminated)の場合と開放(open-terminated)の場合で異なる。

伝送線路とスタブの接続点で反射が発生しない整合条件は, スタブ接続点から見込む規格化アドミタンスが 1 に等しいことであるから，式(5.6)，(5.7)から次のようになる。

(1) 短絡スタブ

$$\frac{y_L + j\tan\beta l_1}{1 + jy_L \tan\beta l_1} - j\cot\beta l_2 = 1 \tag{5.8}$$

$y_L = g_L + jb_L$ とおいて整理すると次の式をえる。

$$(g_L + jb_L) + j\tan\beta l_1 = (1 + j\cot\beta l_2)(1 + j(g_L + jb_L)\tan\beta l_1)$$

さらに，実部，虚部の条件から次の式を得る。

$$g_L = (1 - b_L \tan\beta l_1) - g_L \tan\beta l_1 \cot\beta l_2 \tag{5.9.a}$$

$$b_L + \tan\beta l_1 = (1 - b_L \tan\beta l_1)\cot\beta l_2 + g_L \tan\beta l_1 \tag{5.9.b}$$

これを整理すると，次のようになる。

$$\left(g_L \cot \beta l_2 + b_L\right)\tan \beta l_1 = 1 - g_L \tag{5.10.a}$$

$$\left(b_L \cot \beta l_2 - g_L + 1\right)\tan \beta l_1 = \left(\cot \beta l_2 - b_L\right) \tag{5.10.b}$$

式(5.10.a)から，次の関係式が得られる。

$$\tan \beta l_1 = \frac{1 - g_L}{g_L \cot \beta l_2 + b_L} \tag{5.11}$$

これを式(5.10.b)に代入すると，スタブの長さl_2が次の式で定まる。

$$\left(b_L \cot \beta l_2 + 1 - g_L\right)\left(1 - g_L\right) = \left(\cot \beta l_2 - b_L\right)\left(g_L \cot \beta l_2 + b_L\right)$$

$$g_L \cot^2 \beta l_2 = {b_L}^2 + \left(1 - g_L\right)^2$$

$$\therefore \cot \beta l_2 = \pm\sqrt{\frac{{b_L}^2 + \left(1 - g_L\right)^2}{g_L}} \tag{5.12}$$

さらに，式(5.11)に式(5.12)を代入すると，スタブの接続位置l_1が次のように定まる。

$$\therefore \tan \beta l_1 = \frac{1 - g_L}{b_L \pm \sqrt{g_L\left({b_L}^2 + \left(1 - g_L\right)^2\right)}} \tag{5.13}$$

(2) 開放スタブ

$$\frac{1 + jz_L \tan \beta l_1}{z_L + j \tan \beta l_1} + j \tan \beta l_2 = 1 \tag{5.14}$$

この式は，式(5.8)においてβl_2を$\beta l_2 \pm \dfrac{\pi}{2} = \beta\left(l_2 \pm \dfrac{\lambda}{4}\right)$に置換えたことに相当する。したがって，式(5.12)で定まるl_2に対して$\pm\dfrac{\lambda}{4}$したl_2が整合条件を満たすスタブ長になる（ただし，正の値になるように選ばなければならない)。その結果を式(5.11)に当てはめ，スタブの接続位置l_1が求まる。